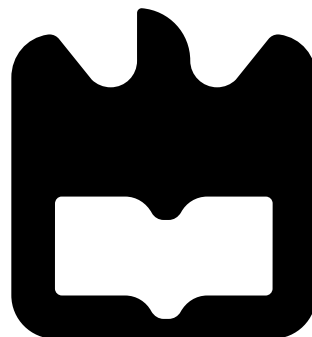




**João Miguel
da Silva Pinho**

**Otimização de redes óticas passivas de próxima
geração no contexto de UDWDM-PON**





**João Miguel
da Silva Pinho**

**Otimização de redes óticas passivas de próxima
geração no contexto de UDWDM-PON**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Mário José Neves de Lima, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob co-orientação científica do Doutor Ali Shahpari do Instituto de Telecomunicações.

o júri

presidente

Professor Doutor Manuel Alberto Reis de Oliveira Violas

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

vogais

Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros

Professora Associada da Universidade de Coimbra (Arguente Principal)

Professor Doutor Mário José Neves de Lima

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (Orientador)

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de fazer um grande agradecimento ao meu orientador Prof. Dr. Mário Lima e ao meu co-orientador Dr. Ali Shapahri por toda a partilha de informação, por todo apoio e por toda a ajuda ao longo deste percurso.

Um grande agradecimento aos meus pais e irmão por toda a compreensão, por estarem sempre do meu lado e por me apoiarem nesta longa caminhada.

Um grande e muito especial agradecimento à minha Bárbara Santos, minha companheira em todos os momentos, por me dar sempre na cabeça quando eu precisava de ouvir, por todos os conselhos, por todo apoio, por toda a ajuda, por todo o amor, por tudo neste percurso que com ela se tornou muito mais fácil.

Agradeço, também, ao Filipe Santos e à Maribel Sá por todo companheirismo, apoio e por todos os momentos que passamos juntos ao longo deste tempo todo.

Agradeço aos meus amigos e colegas que diretamente e indiretamente fizeram com que isto se tornasse possível. Um agradecimento especial ao Diogo Sá, Jorge Azevedo e José Guilherme por todas as horas que passamos juntos ao longo destes anos todos.

Um muito obrigado a todos!

Palavras-chave

Redes Óticas Passivas, NG-PON2, UDWDM-PON, Impulso *Nyquist*, QPSK, 16-QAM, Recepção Coerente, EVM

Resumo

O crescimento contínuo da utilização de serviços de internet, nomeadamente transmissão de informação por voz e vídeo, levou a um aumento da largura de banda a utilizar nas comunicações. Deste modo, as redes óticas passivas (PON) têm substituído as redes elétricas de forma a que seja dada resposta às necessidades dos utilizadores, aumentando as taxas de transmissão requeridas. Apesar das tecnologias já instaladas, tais como a GPON (*Gigabit Passive Optical Network*), a 10-GPON (*10 Gigabit Passive Optical Network*) e até mesmo a TWDM-PON (*Time Wavelength Division Multiplexing PON*) já inserida na NG-PON2 (*Next Generation Passive Optical Network 2*), continuam a ser efetuados estudos de forma a que se possam cumprir os requisitos de largura de banda propostos pelas operadoras para o futuro. Neste contexto, surge a tecnologia UDWDM-PON (*Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing PON*), de forma a garantir estes mesmos requisitos.

No âmbito desta dissertação, é focado o estudo da tecnologia UDWDM, de modo a analisar o seu desempenho e a optimizá-la. Assim sendo, é realizada uma análise do EVM (*Error Vector Magnitude*) em função da potência ótica recebida, por simulação, variando a distância da fibra ótica, a taxa de transmissão, o formato de impulso (impulso de *Nyquist* e NRZ) e, também, o formato de modulação (QPSK e 16-QAM).

No seguimento, implementou-se em laboratório um sistema a 3.125 Gbps, 40 km de fibra ótica mono-modo *standard*, considerando os formatos de modulação indicados e a formatação de impulso de *Nyquist*, tendo-se obtido valores de penalidade de potência ótica recebida relativamente à situação *back-to-back* inferiores a 4 dB, de acordo com o limite de penalidade indicado na literatura (< 5 dB).

Keywords

Passive Optical Networks, NG-PON2, UDWDM-PON, Nyquist Pulse, QPSK, 16-QAM, Coherent Reception, EVM

Abstract

The continuous growth of internet services, namely voice and video data transmission, has led to a communications bandwidth increase. As such, Passive Optical Networks (PON) have been replacing electrical networks to accommodate the users' needs, by increasing required bit rates. Despite already implemented technologies, such as GPON (Gigabit Passive Optical Network), 10-GPON (10 Gigabit Passive Optical Network) and even TWDM-PON (Time Wavelength Division Multiplexing PON), inserted in NG-PON2 (Next Generation Passive Optical Network 2), further studies are being done to assure future bandwidth requirements by the providers are met. In this context, UDWDM-PON (Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing PON) appears to be a viable option for such requirements to be met.

In this dissertation, it is focused the study of UDWDM technology to assess its performance and optimize it. As such, EVM (Error Vector Magnitude) in relation to Received Optical Power is analyzed, by means of simulation, varying optical fiber length, transmission rate, pulse form (Nyquist pulse and NRZ) and modulation format (QPSK and 16-QAM).

Following this, a 3.125 Gbps system with 40 km of standard single mode optical fiber has been implemented in the laboratory, using the above indicated modulation formats and the Nyquist pulse form, with results showing Received Optical Power penalties in relation to a back-to-back configuration under 4 dB, in accordance to the values in the literature (j 5 dB).

Índice

Índice	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
Lista de Acrónimos	vii
1 Introdução	1
1.1 Contexto e Motivação	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estrutura do Documento	3
1.4 Contribuições	3
2 Redes Óticas Passivas UDWDM	5
2.1 Evolução das Redes Óticas Passivas	5
2.1.1 <i>Ethernet</i> PON	6
2.1.2 <i>Gigabit</i> PON	6
2.1.3 10 Gigabit PON	7
2.1.4 Next Generation PON2	7
2.1.5 UDWDM-PON	9
2.2 Componentes Óticos e Efeitos Associados	10
2.2.1 Emissor	10
2.2.1.1 LASER	11
2.2.2 Fibra ótica	11
2.2.2.1 Atenuação	11
2.2.2.2 Dispersão Cromática	13
2.2.2.3 Não Linearidades	14
2.2.3 Recetor Ótico	15
2.2.3.1 Ruído	15
2.2.3.2 Responsividade	16
2.2.3.3 Fotodetetor PIN vs Fotodetetor APD	17
2.3 Formatos de Modulação	17
2.3.1 Modulador <i>Mach-Zehnder</i>	18
2.3.2 Modulador IQ	19
2.3.3 QPSK	20
2.3.4 QAM	21

2.4	Formatos de Impulso	23
2.4.1	Impulso NRZ	24
2.4.2	Impulso de <i>Nyquist</i>	25
2.5	Sistemas de Detecção	27
2.5.1	Detecção Coerente	27
2.5.2	Recetor Digital Coerente	29
2.6	Medida de Qualidade do Sinal Ótico	32
2.6.1	<i>Error Vector Magnitude</i>	32
2.6.2	<i>Bit Error Rate</i>	33
3	Simulação de UDWDM-PON	35
3.1	Geração do Sinal	35
3.2	Transporte no Meio Ótico	36
3.3	Receção	37
3.4	Configuração Final	37
3.5	Resultados	38
3.5.1	Sinal Gerado	38
3.5.2	Sistema em <i>Back-to-Back</i>	39
3.5.3	Sistema a 10Gbps	41
3.5.4	Sistema a 20Gbps	42
3.5.5	Sistema a 40Gbps	43
3.6	Conclusão	46
4	Resultados Experimentais	47
4.1	Mono-canal com QPSK	47
4.2	Mono-canal com 16-QAM	51
4.3	Sistema UDWDM	52
4.4	Conclusão	52
5	Conclusão e Trabalho Futuro	55
5.1	Conclusão	55
5.2	Trabalho futuro	56
	Bibliografia	57

Lista de Figuras

1.1	Crescimento expetável do tráfego da internet	1
2.1	Arquitetura de uma rede ótica passiva	5
2.2	Planeamento comprimentos de onda da tecnologia EPON	6
2.3	Planeamento dos comprimentos de onda das tecnologias GPON e 10-GPON .	7
2.4	Planeamento dos comprimentos de onda da tecnologia NG-PON2 com cenários de coexistência com tecnologias precedentes	8
2.5	Arquitetura da tecnologia TWDM-PON	9
2.6	Arquitetura de um sistema UDWDM-PON básico	9
2.7	Variação da potência ótica emitida pelo LASER e pelo LED em função da corrente de polarização	11
2.8	Atenuação em função do comprimento de onda	12
2.9	Dispersão cromática em função do comprimento de onda	13
2.10	Penalidade de potência induzida pela dispersão, para um impulso Gaussiano em função de $BLD\sigma_\lambda$	14
2.11	Responsividade em função do comprimento de onda	16
2.12	Modulador <i>Mach-Zehnder Dual Drive</i>	18
2.13	Modulador IQ	19
2.14	Plano complexo IQ	19
2.15	Constelação do formato de modulação QPSK	20
2.16	Princípio da modulação QPSK usando modulador IQ, correspondente à constelação da figura 2.15	21
2.17	Constelação do formato de modulação 16-QAM	22
2.18	Dual-drive IQM	23
2.19	Densidade espectral de potência do formato de impulso bipolar NRZ	25
2.20	Representação do primeiro critério de <i>Nyquist</i> no domínio da frequência com 3 portadoras	26
2.21	Formato de impulso de <i>Nyquist</i> no domínio da frequência	26
2.22	Princípio da deteção coerente	28
2.23	Recetor coerente homodino com diversidade de fase e de polarização	29
2.24	Princípio básico de um recetor digital coerente	30
2.25	Etapas da DSP no recetor digital coerente	31
2.26	Diferença entre símbolo ideal e símbolo medido originando vetor erro	32
3.1	3 principais passos da simulação	35
3.2	Constelações dos formatos de modulação utilizados.	36

3.3	Diagrama de blocos do sistema UDWDM-PON	38
3.4	Sinal gerado com impulso NRZ	38
3.5	Sinal gerado com impulso <i>Nyquist</i>	39
3.6	Sistema <i>back-to-back</i> com diferentes taxas de transmissão.	40
3.7	Sistema a 10Gbps.	41
3.8	Sistema a 20Gbps.	42
3.9	Sistema a 40Gbps.	44
4.1	Diagrama de blocos do <i>setup</i> experimental para mono-canal	47
4.2	Interface gráfica do software OCR	48
4.3	Diagrama de blocos do software OCR	49
4.4	Montagem laboratorial para sistema em mono-canal	49
4.5	Análise entre potência ótica recebida e o EVM para mono-canal QPSK com <i>Nyquist</i>	50
4.6	Análise entre potência ótica recebida e o EVM para mono-canal 16-QAM com <i>Nyquist</i>	51
4.7	Diagrama de blocos do <i>setup</i> experimental para UDWDM	52

Lista de Tabelas

2.1	Combinações de ritmos de transmissão na tecnologia GPON. (Encontra-se a negrito a combinação de ritmos de transmissão mais utilizados)	7
2.2	Fases correspondentes a cada símbolo no formato de modulação QPSK. Fase ⁽¹⁾ corresponde à fase dos símbolos da figura 2.15.	20
3.1	Parâmetros mais relevantes na geração do sinal	36
3.2	Parâmetros relevantes no meio ótico	37
3.3	Potência ótica recebida requerida e respetiva penalidade a 20 Gbps.	43
3.4	Potência ótica recebida requerida e respetiva penalidade a 40 Gbps.	45

Lista de Acrónimos

4-APSK	<i>Four-Level Amplitude and Phase Shift Keying</i>
10-GPON	<i>10Gigabit Passive Optical Network</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
APD	<i>Avalanche Photo-Diodes</i>
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generator</i>
AWGs	<i>Arrayed Waveguide Gratings</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DD-MZM	<i>Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
EPON	<i>Ethernet Passive Optical Network</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FSAN	<i>Full Service Access Network</i>
FWM	<i>Four-Wave Mixing</i>
Gbps	<i>Gigabit per second</i>
GPON	<i>Gigabit Passive Optical Network</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Enginners</i>
IQM	<i>IQ Modulator</i>
ITU-T	<i>International Telecommunication Union - Telecommunication</i>
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MZI	<i>Mach-Zehnder Interferometer</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NG-PON	<i>Next Generation Passive Optical Network</i>

NG-PON2	<i>Next Generation Passive Optical Network 2</i>
NRZ	<i>Non-Return to Zero</i>
ODN	<i>Optical Distribution Network</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OLT	<i>Optical Line Terminal</i>
ONU	<i>Optical Network Unit</i>
ONT	<i>Optical Network Terminal</i>
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i>
PIN	<i>Positive-Intrinsic-Negative</i>
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>
PON	<i>Passive Optical Network</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
ROF	<i>Roll-Off Factor</i>
ROP	<i>Received Optical Power</i>
RRC	<i>Root-Raised Cosine</i>
RZ	<i>Return to Zero</i>
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i>
SMF	<i>Single Mode Fiber</i>
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>
SRS	<i>Stimulated Raman Scattering</i>
SSMF	<i>Standard Single Mode Fiber</i>
TWDM	<i>Time Wavelength Division Multiplexing</i>
UDWDM	<i>Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

O tráfego de dados, essencialmente no uso da internet, tem aumentado exponencialmente ao longo dos anos e a previsão é que esse crescimento continue, como demonstra a figura 1.1. Com este mesmo crescimento foi necessária a abolição dos cabos coaxiais, para o transporte de informação, devido à sua baixa capacidade de transporte e à sua alta atenuação. Posto isto foi efetuada a transferência para o ramo ótico e, assim, a fibra ótica passou a assumir um papel preponderante, pois permite transmitir a longas distâncias (ligações transatlânticas), a grandes velocidades e com baixa atenuação da potência do sinal. Atualmente a transferência de informação em forma de dados, voz, vídeo e, ainda, o uso de *clouds*, têm estado cada vez mais em voga mas, para tal, é imprescindível aumentar a largura de banda nas transmissões, o que é conseguida com o uso da fibra ótica, que tem uma enorme largura de banda disponível. Acrescentando ao supra-citado o facto de as redes óticas passivas (PON- *Passive Optical Network*) requererem menos equipamentos, denota-se que estas conferem vantagens, tanto para o cliente, como para as empresas que prestam os serviços de telecomunicações. [1]

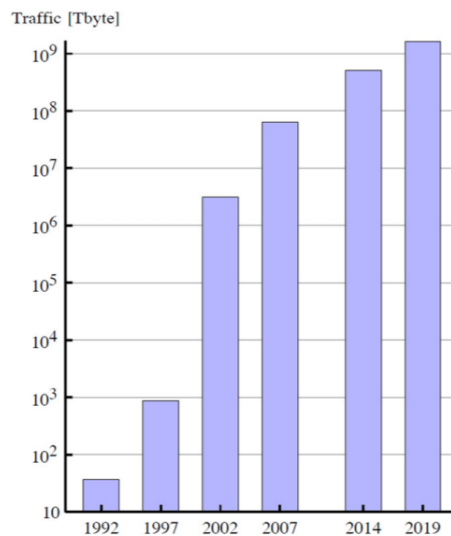


Figura 1.1: Crescimento expetável do tráfego da internet. [2]

Com as exigências que foram surgindo com a evolução das comunicações a nível mundial, até as tecnologias existentes nas redes óticas, com todas as suas vantagens já descritas, necessitam de uma atualização e de um desenvolvimento permanente, de forma a garantir que todos os utilizadores tenham acesso aos serviços e, que estes sejam de qualidade. Com o intuito de prever as necessidades dos utilizadores no futuro e de diminuir os custos das operadoras na implementação e operação das novas tecnologias nas redes óticas passivas, novos avanços vão surgindo de modo a aumentar a capacidade de transporte de dados e a sua taxa de transmissão.

Sendo assim, desde a implementação das redes óticas no mundo, têm sido desenvolvidas diversos estudos no âmbito das redes óticas passivas de próxima geração, *Next Generation Passive Optical Networks*, NG-PON, que fornecem soluções a médio-prazo, e também da tecnologia NG-PON2, *Next Generation Passive Optical Networks 2*, que fornece soluções a longo-prazo e que tem como características alguns requisitos exigidos pelas operadoras, tais como, eliminar os problemas das redes óticas atuais, aumentando a largura de banda nas comunicações e fazendo com que seja possível, numa só fibra ótica, fornecer serviços a vários clientes com qualidade e taxas de transmissão aumentadas. Então, com esta última tecnologia, é possível acompanhar o desenvolvimento que se verifica a nível de tráfego, figura 1.1, e do número de utilizadores. É de notar, também, que foram propostas diversas arquiteturas referentes às características que a tecnologia NG-PON2 abrange, entre quais a *Time Wavelength Division Multiplexing*, TWDM, e a *Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing*, UDWDM, tendo como finalidade a coexistência destas tecnologias com as pré-existentes, de modo a rentabilizar ao máximo a fibra ótica sem que haja degradação de nenhuma das tecnologias existentes. Dentro das tecnologias propostas, a TWDM foi a escolhida, pois foi vista como a solução mais atrativa e confiável. No entanto, no âmbito desta dissertação, será efetuado um estudo mais aprofundado e focado na tecnologia UDWDM, com o objetivo de observar, tanto em ambiente de simulação como em ambiente experimental, o comportamento destes sistemas e de analisar as vantagens e desvantagens dos mesmos.

1.2 Objetivos

O principal objetivo desta dissertação prende-se na otimização das redes óticas de acesso passivas da próxima geração, focando-se na tecnologia UDWDM-PON. Para o alcançar, foi necessária a execução dos seguintes pontos:

- Estudo da evolução das redes óticas passivas e das tecnologias que precederam a tecnologia em estudo;
- Análise dos formatos de impulso de *Nyquist* e NRZ, *Non-Return to Zero*, no contexto da UDWDM-PON;
- Análise dos formatos de modulação avançados, QPSK e 16-QAM, no contexto da UDWDM-PON;
- Análise, por simulação e experimental dos cenários PON considerando UDWDM.

1.3 Estrutura do Documento

Esta dissertação contém 5 capítulos e estes estão organizados da seguinte forma:

- **Capítulo 1:** Introdução - Este primeiro capítulo contém uma introdução da dissertação, descrevendo o contexto e a motivação que levaram à escrita da mesma. Aqui são apresentados os principais objetivos da dissertação, assim como as contribuições da mesma. Está também presente uma estrutura da dissertação, de forma a que esta seja mais facilmente compreendida.

- **Capítulo 2:** Redes Óticas Passivas em UDWDM - Neste capítulo é feita uma introdução às redes óticas passivas e são apresentadas e analisadas as principais características e fundamentos das mesmas.

É também efetuado um estudo acerca dos componentes óticos das redes óticas passivas e seus efeitos, dos formatos de modulação e formatos de impulso. Posteriormente estuda-se os sistemas de deteção, sendo aprofundado o tema da receção coerente devido à sua utilização nas tecnologias UDWDM. Por fim, são mostradas formas de medir a qualidade do sinal no ramo das redes óticas.

- **Capítulo 3:** Simulação em UDWDM - No terceiro capítulo são realizadas diversas simulações com diferentes parâmetros na arquitetura UDWDM-PON através do *software* VPI, onde são analisadas as potências óticas recebidas e respetivo EVM, *Error Vector Magnitude*, para uma posterior avaliação das penalidades de potência ótica recebida.

- **Capítulo 4:** Resultados Experimentais - Este capítulo tem como base a descrição do trabalho desenvolvido no laboratório, onde são realizados diversos testes, primeiramente com um só canal a transmitir dados e, posteriormente, com a arquitetura UDWDM-PON. É de referir que são analisados os mesmos parâmetros do capítulo 3.

- **Capítulo 5:** Conclusão e Trabalho Futuro - Por último, este capítulo destina-se às conclusões finais da dissertação e é discutido o possível trabalho a desenvolver no futuro tendo como ponto de partida o que foi descrito e desenvolvido neste trabalho de estudo.

1.4 Contribuições

As principais contribuições desta dissertação são:

- Estudo da tecnologia UDWDM-PON e as suas principais características;
- Análise por simulação da tecnologia em estudo;
- Análise por simulação dos diferentes formatos de impulso e formatos de modulação;
- Análise experimental dos diferentes formatos de modulação no contexto da tecnologia em estudo;
- B. Neto et al., “Impairment Assessment due to Raman Crosstalk in Coexistence of Coherent UDWDM-PON with GPON Technologies,” ECOC2017, 2017.

Capítulo 2

Redes Óticas Passivas UDWDM

2.1 Evolução das Redes Óticas Passivas

Uma rede ótica passiva, PON, contém uma arquitetura *point-to-multipoint*, que consiste num serviço em que um único servidor consegue suprir as necessidades de múltiplos clientes/terminais, distribuindo o sinal por múltiplas fibras óticas. A figura 2.1 mostra como é construída uma rede ótica passiva, sendo que esta contém 3 elementos fundamentais, uma OLT, *Optical Line Terminal*, uma ODN, *Optical Distribution Network*, e uma ou várias ONUs, *Optical Network Unit*.

A OLT providencia o sinal a ser distribuído para os clientes, sinal de *downstream*, que será enviado para as ONUs existentes na rede. Para além disso, é responsável por sincronizar e controlar toda a informação presente na rede ótica. [3]

Para realizar a distribuição do sinal ótico é utilizada a ODN, responsável por dividir ou agrupar a informação dependendo do sentido do sinal, através de *splitters*. Se o sinal seguir no sentido de *downstream*, da OLT para a ONU, a ODN funciona como um divisor ótico, ou seja, é efetuada a divisão de toda a informação proveniente da central, de forma a que cada ONU seja servida com o sinal correto. No sentido da ONU para a OLT, *upstream*, toda a informação proveniente de cada cliente é agrupada na ODN, funcionando assim como um acoplador ótico. [3]

O elemento responsável por enviar o sinal *upstream* e receber o sinal *downstream* é a ONU, sendo que esta pode ser também chamada de ONT, *Optical Network Terminal*. A diferença entre estes dois elementos é a localização dos mesmos, onde o primeiro está localizado fora do edifício, enquanto que o segundo está localizado dentro da casa do cliente. [3]

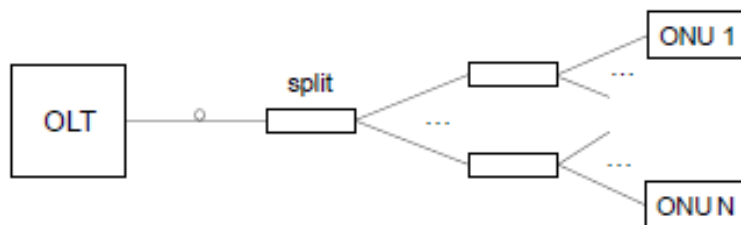


Figura 2.1: Arquitetura de uma rede ótica passiva. [4]

2.1.1 Ethernet PON

A tecnologia *Ethernet* PON (EPON) teve como principal objetivo estender a *Ethernet* às redes óticas de acesso. Foi criada no ano de 2000, pela IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, e é de notar que o tráfego desta tecnologia é baseado na transmissão de pacotes com diferentes tamanhos. [5]

A arquitetura EPON é composta por fibra ótica mono-modo padrão, SSMF, e baseia-se na arquitetura da PON, utilizando divisores óticos passivos para a distribuição do tráfego. Esta tecnologia caracteriza-se por possuir um ritmo de transmissão igual, tanto para *downstream*, como para *upstream*, que corresponde a 1.25 Gbps, *Gigabit per second*. Por outro lado, a capacidade de divisão de tráfego, no *splitter*, pode atingir o rácio de 1:32 quando é utilizada *Forward Error Correction*, FEC, contudo, quando esta não é utilizada, o seu valor típico é de 1:16. O alcance do sinal varia em função do recetor utilizado, isto é, ao passo que quando é usado o recetor PIN, *positive-intrinsic-negative*, (o mais frequentemente aplicado) o sinal atinge o máximo de 10 km, quando se usa o recetor APD, *avalanche photo-diode*, o alcance máximo é de 20 km. [5]

O planeamento dos comprimentos de onda nesta tecnologia situa-se entre os 1260nm e os 1360nm, para *upstream*, e entre os 1480 nm e 1500 nm, para *downstream*, tal como a figura 2.2 demonstra. De realçar, também, que é utilizada multiplexagem dos diferentes comprimentos de onda, WDM, de forma a garantir que estes sejam transmitidos na mesma fibra ótica. [5]

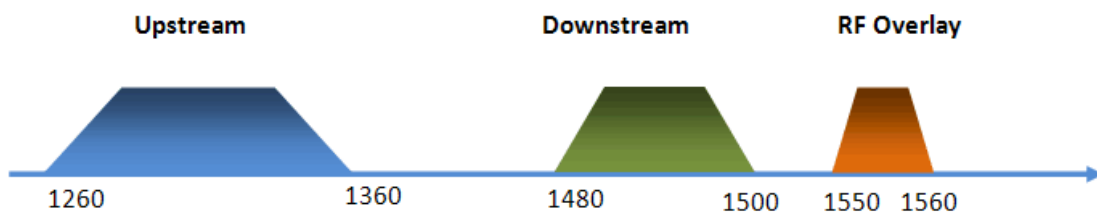


Figura 2.2: Planeamento comprimentos de onda da tecnologia EPON. [6]

2.1.2 Gigabit PON

Criada em 2001 pela FSAN, *Full Service Access Network*, a tecnologia GPON, *Gigabit* PON, surgiu com o objetivo principal de aumentar o ritmo de transmissão assim como a largura de banda nas redes óticas de acesso, baseando-se num sistema mais eficiente de transporte por *Ethernet*. [7]

A arquitetura da rede GPON é equivalente à da rede EPON, sendo que a primeira é constituída por SSMF e por *splitters* óticos passivos, que não requerem alimentação e são extremamente estáveis. Esta tecnologia caracteriza-se, também, por utilizar WDM, para multiplexar várias transportadoras óticas numa única fibra, com diferentes comprimentos de onda. [7]

O objetivo da tecnologia GPON era garantir ritmos de transmissão maiores ou iguais a 1.2 Gbps, havendo, ainda, várias combinações possíveis de ritmos de transmissão, exibidos na tabela 2.1. Nesta mesma tabela, verifica-se que o objetivo desta tecnologia, quanto à taxa de transmissão, foi alcançado. [7]

Tabela 2.1: Combinações de ritmos de transmissão na tecnologia GPON. (Encontra-se a negrito a combinação de ritmos de transmissão mais utilizados)

	Ritmo de Transmissão (Gbps)						
<i>Upstream</i> (Gbps)	0.155	0.622	1.244	0.155	0.622	1.244	2.488
<i>Downstream</i> (Gbps)	1.244	1.244	1.244	2.488	2.488	2.488	2.488

A capacidade de *splitting* desta tecnologia é de 1:64 e o alcance físico máximo encontra-se tabelado para 10 km ou 20 km, sendo que se for usado o *Fabry-Petrol laser diode*, que é uma solução mais barata, o alcance máximo é de 10 km. [7] A figura 2.3 apresenta o planeamento dos comprimentos de onda para a tecnologia GPON e para a tecnologia 10-GPON, 10 *Gigabit Passive Optical Network*, (que será relatada na secção posterior), sendo que, para a tecnologia GPON estão definidos comprimentos de onda entre 1290 nm e 1330 nm para *upstream* e entre 1480 nm e 1500 nm para *downstream*. [5]



Figura 2.3: Planeamento dos comprimentos de onda das tecnologias GPON e 10-GPON. [6]

2.1.3 10 Gigabit PON

A FSAN criou, em 2010, uma outra tecnologia, a 10-GPON, 10 *Gigabit Passive Optical Network*, com o objetivo de acompanhar o crescimento dos utilizadores das redes óticas e, assim, satisfazer as suas necessidades, sempre com a garantia de coexistência entre esta tecnologia e as anteriores. [5]

A tecnologia 10-GPON utiliza, para o transporte de informação, SSMF e WDM, tal como as tecnologias precedentes. [8]

Para esta tecnologia existem 2 combinações de ritmos de transmissão que a definem, em que uma é de 10 Gbps para *downstream* e para *upstream*, e outra é de 10 Gbps para *downstream* e de 2.5 Gbps para *upstream*. A capacidade de *splitting* da 10-GPON é de, principalmente, 1:32 e 1:64, sendo que é possível que se efetue o *splitting* de 1:128 e de 1:256. É de citar que o alcance máximo é de 20 km, sendo possível estender este alcance para os 60 km. O planeamento de comprimentos de onda para esta tecnologia, exibido na figura 2.3, situa-se entre os 1260 nm e os 1280 nm para *upstream* e entre os 1575 nm e os 1580 nm para *downstream*. [8]

2.1.4 Next Generation PON2

O ITU-T, *International Telecommunication Union – Telecommunication* deu a conhecer a tecnologia NG-PON2, *Next Generation Passive Optical Network 2*, através de uma publicação em 2013, que continha diversas recomendações, sendo a principal a de aumentar a capacidade

de transporte na fibra ótica. [9] Outro objetivo desta tecnologia era suportar um ritmo de transmissão de 40 Gbps para ambas as direções, *downstream* e *upstream*. [10]

O planeamento de comprimentos de onda, como mostra a figura 2.4, está localizado na banda-C, 1530 nm até 1540 nm, para *downstream* e na banda-L, entre os 1595 nm e os 1625 nm, para *upstream*, de forma a garantir a coexistência com as tecnologias PON precedentes e onde a atenuação da fibra é baixa. [11]

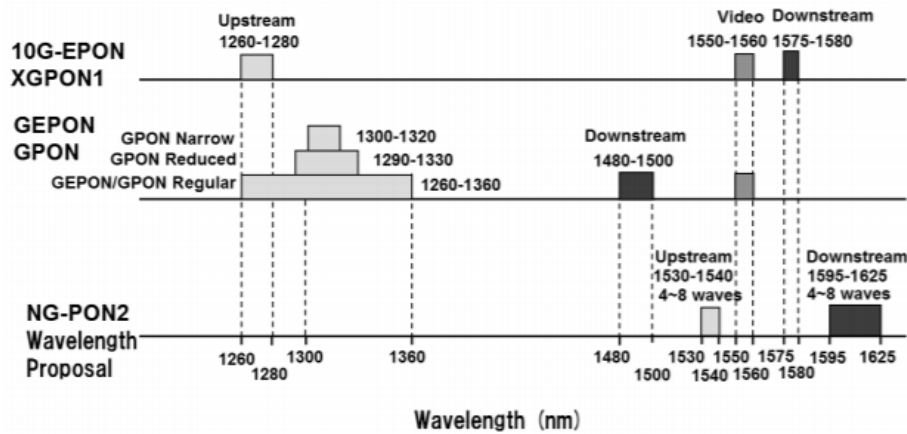


Figura 2.4: Planeamento dos comprimentos de onda da tecnologia NG-PON2 com cenários de coexistência com tecnologias precedentes. [11]

O alcance projetado é de pelo menos 40 km, sem a necessidade de componentes de forma a estender o seu alcance, contudo com a utilização destes componentes óticos é possível alcançar os 60 km. Tendo em conta a reutilização de componentes óticos relativos às tecnologias anteriores, a capacidade de *splitting* é de 1:64, sendo assim possível reutilizar ODNs. [12]

Tendo em conta os serviços de *internet* que serão mais utilizados no futuro, tais como, o aumento de utilizadores de jogos em ambientes *online*, a evolução da tecnologia utilizada nas televisões, o aumento das redes de computadores virtuais, o aumento de dispositivos conectados à *internet* numa só casa e o aumento de tráfego em chamadas de vídeo, foram efetuadas diversas propostas de tecnologias pelo ITU-T de forma a garantir que este crescimento do tráfego é acompanhado pelas operadoras, e estas são as seguintes: [13]

- OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
- WDM - *Wavelength Division Multiplexing*
- TWDM - *Time Wavelength Division Multiplexing*
- UDWDM- *Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing*

De forma a levar à uniformização de processos, e dentro das tecnologias propostas na NG-PON2 vistas anteriormente, a tecnologia escolhida pelo FSAN foi a TWDM-PON, pois foi vista como a mais fiável e a que transmite menos riscos de rutura no ponto de vista do operador, para além de ser a tecnologia mais barata. [14]

A figura 2.5 demonstra a arquitetura utilizada na tecnologia TWDM-PON.

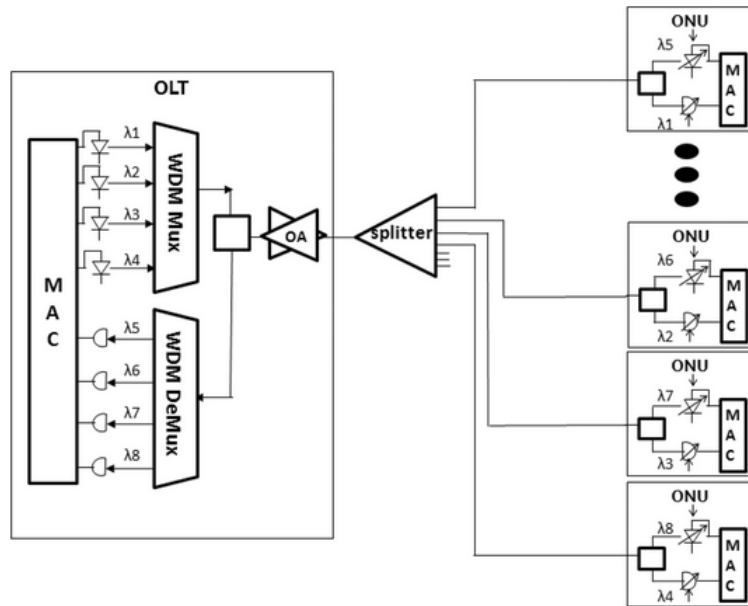


Figura 2.5: Arquitetura da tecnologia TWDM-PON [13]

A tecnologia TWDM-PON cumpre os requisitos impostos pelo ITU-T apresentados anteriormente, mas, de forma a garantir que o ritmo de transmissão é de 40 Gbps, são acumulados 4 comprimentos de onda da tecnologia 10-GPON, alcançando assim o desejado. [14]

2.1.5 UDWDM-PON

A tecnologia *Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing*, UDWDM-PON, caracteriza-se por transmitir vários comprimentos de onda na mesma SSMF de um modo bastante compacto. [15] Esta tecnologia é uma solução com um ponto de vista futurista devido às suas soluções quanto à eficiência espectral, capacidade e flexibilidade no que concerne às redes óticas de acesso do futuro. Ela é também capaz de suportar utilizadores com exigências de comprimentos de onda diferentes, tanto a nível residencial como a nível empresarial. [16]

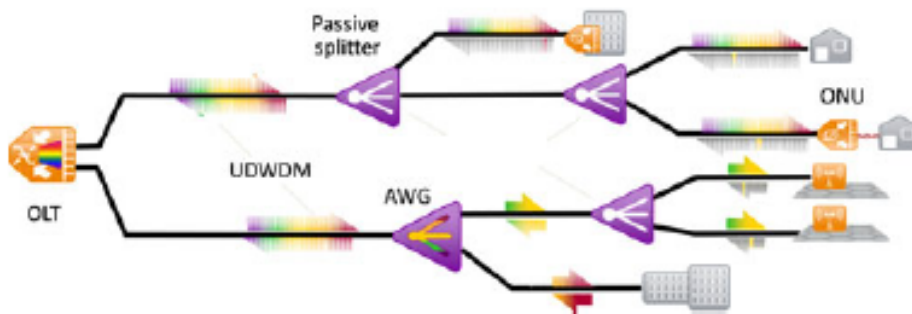


Figura 2.6: Arquitetura de um sistema UDWDM-PON básico. [15]

Um exemplo simples da arquitetura UDWDM é mostrado na figura 2.6. De forma a servir até 1000 utilizadores, até 100 km de extensão, esta tecnologia gera múltiplos comprimentos de onda/canais, na OLT, na mesma ordem dos utilizadores, e estes canais são espaçados por poucos GHz, tipicamente a rondar os $3GHz$. Como se verifica na figura 2.6 a distribuição do sinal pode ser efetuada através de divisores óticos passivos (ODN), caminho superior da figura, mas também podem ser efetuada através da filtragem dos comprimentos de onda através das *Arrayed Waveguide Gratings* (AWGs), caminho inferior da figura. Na arquitetura UDWDM é mais proveitosa a utilização de AWDs devido ao seu alcance ser maior quando comparado com os divisores óticos, no entanto, isto só se verifica quando o fator de divisão é superior a 8. Devido à utilização de filtros, ou seja, cada cliente apenas recebe o seu comprimento de onda com a informação pretendida, as AWDs são melhores no ponto de vista da privacidade da informação. Quanto à receção, esta é feita através da receção coerente, por ONUs completamente programáveis de forma a receber apenas o canal desejado. [15]

De notar que, como se está perante um sistema WDM muito compacto, estarão presentes, mais facilmente, alguns efeitos não lineares, tais como, a *cross-phase modulation* (XPM) e a *four-wave mixing* (FWM), devido à extrema proximidade entre os canais, sendo esta uma desvantagem desta tecnologia. No entanto, a FWM pode ser reduzida quando os canais não se encontram igualmente espaçados. [17]

Posto isto, verifica-se que a tecnologia UDWDM é bastante inovadora, dado que é capaz de fornecer a largura de banda necessária para os próximos anos e, assim, acompanhar o crescimento do tráfego de dados, resolvendo, ao mesmo tempo, algumas lacunas das tecnologias já existentes e a um baixo custo. A capacidade de coexistência com os sistemas padrão das tecnologias precedentes é uma enorme vantagem pois evita uma migração drástica de sistemas óticos. [18]

2.2 Componentes Óticos e Efeitos Associados

2.2.1 Emissor

Para emitir o sinal ótico numa rede ótica é possível utilizar o LASER, *Light Amplifier by Stimulated Emission of Radiation*, ou o LED, *Light Emitting Diode*, para esse efeito. Contudo, devido às muitas vantagens do LASER face ao LED, apenas é apresentada, no âmbito desta dissertação, a forma como é efetuada a emissão do sinal ótico pelo LASER. A potência ótica que o LASER consegue emitir é muito superior à do LED, sendo que, desta forma, o primeiro alcança maiores distâncias, tal como mostra a figura 2.7. Apesar de ser necessária uma maior corrente, a eficiência do LASER é muito superior, tornando-o assim o componente mais utilizado para a emissão de luz.

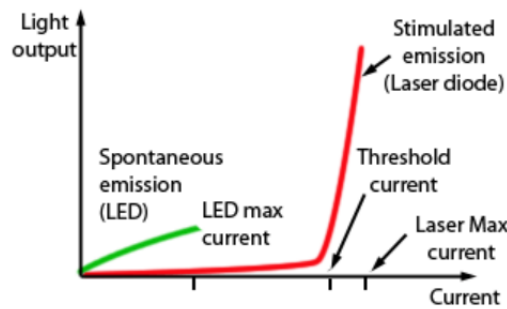


Figura 2.7: Variação da potência ótica emitida pelo LASER e pelo LED com a corrente de polarização. [19]

2.2.1.1 LASER

O dispositivo mais utilizado para a emissão de luz, de forma a transportar os dados pela fibra ótica, é o LASER, acrônimo para *Light Amplifier by Stimulated Emission of Radiation*, que, resumindo, se trata do equipamento responsável pela emissão de luz através da emissão estimulada de radiação eletromagnética.

Uma emissão estimulada ocorre quando um fóton estimula a transição de um elétron da banda de condução para a banda de valência, portanto é emitido um fóton adicional com a mesma direção e com a mesma energia que a do fóton incidente. [20]

As vantagens do LASER são várias, e vão desde a sua largura espectral reduzida até à possibilidade de modulação a elevadas taxas de transmissão, fazendo com que este fosse um componente ótico com uma forte incidência de estudo e, deste modo, desde a sua criação já foram desenvolvidos vários tipos de LASERs, melhorando ao longo do tempo o seu desempenho e a sua confiabilidade. [20]

2.2.2 Fibra ótica

A fibra ótica tem a finalidade de transportar o sinal para as comunicações e é largamente utilizada para longas distâncias, devido às suas pequenas perdas quando comparada com os cabos elétricos. Existem dois tipos de fibra ótica, a mono-modo e a multi-modo e estas diferenciam-se, tal como o nome indica, pelo número de modos que se propagam na fibra ótica. A fibra ótica mono-modo contém um núcleo de menor raio quando comparado com a fibra ótica multi-modo e é utilizada para o transporte de apenas um modo de propagação. Além disso, a fibra ótica mono-modo é usada para grandes distâncias, pois na fibra multi-modo, para grandes distâncias ocorrerá interferência entre os diferentes modos de propagação e a interferência entre símbolos, e consequentemente a degradação do desempenho, será maior. Assim, a fibra multi-modo é utilizada apenas para curtas distâncias. [21]

2.2.2.1 Atenuação

Enquanto a luz atravessa o núcleo da fibra ótica a potência ótica é reduzida em função da distância percorrida, e esse fenómeno tem o nome de atenuação e as suas unidades são expressas em dB/km, ou seja, quanto maior é o comprimento da fibra ótica maior será a atenuação sentida na sua receção. Como se pode verificar na figura 2.8, a atenuação varia com o comprimento de onda e, nos casos em que é utilizada a fibra mono-modo, são utilizados

comprimentos de onda entre os 1310 nm e os 1600 nm de forma a que a atenuação seja a menor possível, para que nas comunicações de longa distância o impacto da fibra ótica seja menor. [21]

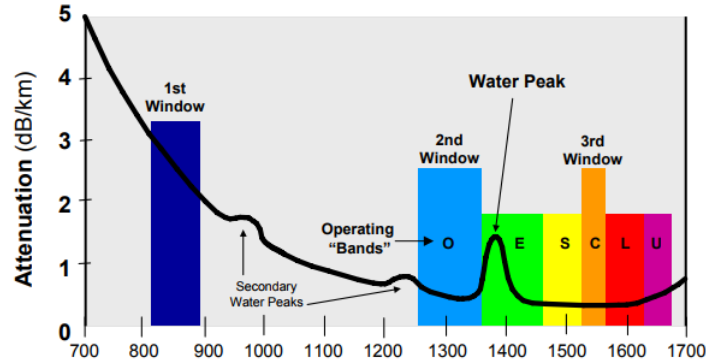


Figura 2.8: Atenuação em função do comprimento de onda. [22]

Existem 3 janelas onde as comunicações foram ou são mais utilizadas para o planeamento dos seus comprimentos de onda por terem a atenuação mais baixa. Nos dias de hoje é mais utilizada a 3ª janela, 1500 nm até aos 1600 nm, pois é, atualmente, onde a atenuação é mais baixa, cerca de 0.2 dB/km para o caso da fibra ótica feita em sílica.

Existem 3 tipos de fenómenos que causam atenuação:

- **Espalhamento** - Consiste na reflexão em várias direções de pequenas quantidades de luz, sendo que, estas podem escapar para fora do núcleo da fibra ótica ou viajar no sentido contrário do pretendido.

- **Absorção** - Ocorre quando a fibra ótica contém impurezas, tais como, partículas de metal ou humidade presas no seu núcleo. A humidade está presente de forma natural na fibra ótica sendo que esta tem um pico, conhecido por "water peak", quando são estabelecidas comunicações com os comprimentos de onda por volta dos 1385 nm, como se pode observar na figura 2.8.

- **Flexão** - Existem duas formas de atenuação por flexão, microflexão e macroflexão. A primeira refere-se a distorções microscópicas do núcleo da fibra causadas pela alteração da forma da fibra. A segunda é causada quando a fibra ótica contém uma flexão bastante acentuada, criando um ângulo muito pequeno e fazendo com que a luz não seja totalmente refletida para o núcleo da fibra e assim escape para fora do mesmo. [23]

A potência ótica pode ser calculada em função da atenuação, tal como mostra a equação 2.1. [23]

$$P(x) = P_0 e^{-\alpha_p \cdot x} \quad (2.1)$$

Na equação anterior, P_0 é a potência inicial do sinal (W), α_p é a atenuação da fibra (km^{-1}) e x é o comprimento total da fibra ótica (km). [23]

2.2.2.2 Dispersão Cromática

A dispersão cromática é uma propriedade da fibra ótica que consiste no espalhamento do pulso de luz (cada pulso consiste num múltiplo número de comprimentos de onda), devido ao facto de diferentes comprimentos de onda se propagarem com velocidades ligeiramente diferentes. Deve-se, também, ao facto do índice de refração da fibra ótica ser dependente do comprimento de onda. [24]

A dispersão material e a dispersão no guia de onda são as duas componentes da dispersão cromática, tal como se pode verificar na figura 2.9. A primeira relaciona-se com a variação do índice de refração do material utilizado na construção da fibra ótica com a variação do comprimento de onda, causando, assim, velocidades de grupo diferentes e, consequentemente, alargamento do sinal. Observando a figura 2.9 verifica-se que esta aumenta com o aumento do comprimento de onda tendo um comportamento inverso com a dispersão no guia de onda que decresce com o aumento do comprimento de onda. Esta última, é causada pela diferente distribuição de energia entre o núcleo e a bainha da fibra ótica em função do comprimento de onda. A dispersão cromática tem um comportamento aproximado ao verificado na dispersão material e é nula para comprimentos de onda aproximadamente iguais a 1310 nm. Verifica-se, ainda, que para o comprimento de onda de 1550 nm a dispersão cromática é de aproximadamente 17 ps/(nm.km). [25]

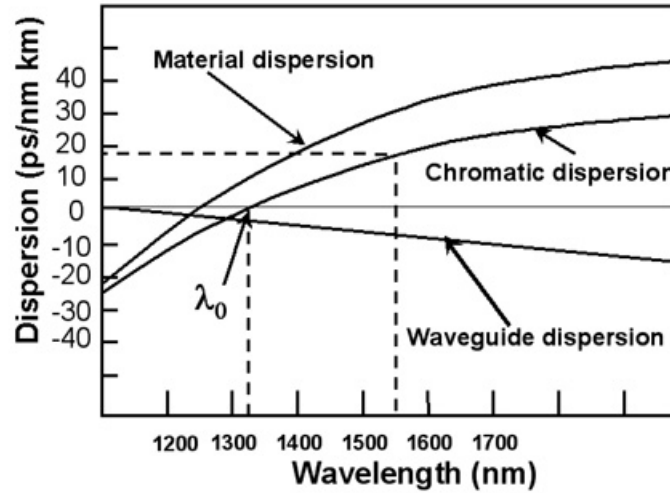


Figura 2.9: Dispersão cromática em função do comprimento de onda. [26]

Com a utilização de modulação externa em amplitude, NRZ-OOK, o sinal tem um alcance máximo causado pela dispersão, que é aproximadamente dado na equação 2.2. Esta aproximação parte do princípio que a potência do sinal está concentrada maioritariamente em 60% da sua largura de banda. [24]

$$L < \frac{c}{1.2B^2\lambda^2|D|} \quad (2.2)$$

Na equação anterior, L é o alcance máximo do sinal, c é a velocidade da luz no vácuo, B é a taxa de transmissão, λ é o comprimento de onda do pulso e D é a dispersão cromática. Assumindo que a velocidade da luz no vácuo é de 3×10^8 e que se está perante o comprimento

de onda de 1550 nm tem-se que: [24]

$$L < \frac{104}{B^2|D|} \quad (2.3)$$

A penalidade de potência ótica pode ser calculada através de diversos parâmetros, como mostra a equação 2.4. [27]

$$\delta_d = -5\log_{10}[1 - (4BLD\sigma_\lambda)^2] \quad (2.4)$$

Na equação 2.4, δ_d é a penalidade de potência ótica, B é a largura de banda do impulso, L é o comprimento da fibra ótica e σ_λ é a largura espectral do LASER. A sua evolução é demonstrada na figura 2.10. [27]

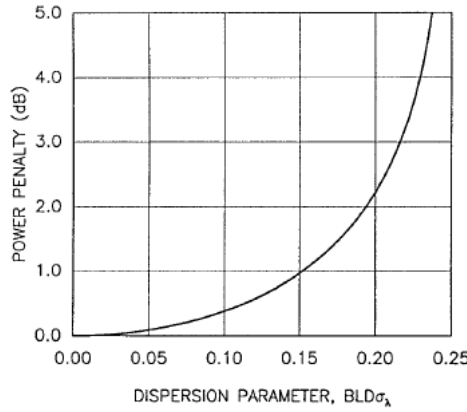


Figura 2.10: Penalidade de potência induzida pela dispersão, para um impulso Gaussiano em função de $BLD\sigma_\lambda$. [27]

2.2.2.3 Não Linearidades

O sinal ao ser transportado na fibra ótica irá formar efeitos não lineares e até a sílica que não é intrinsecamente um material altamente não linear irá introduzir efeitos não lineares, devido à geometria dos guias de onda. [28] Quando diversos impulsos são gerados e propagados na fibra ótica vão interagir entre si, provocando assim efeitos não lineares e estes podem ser derivados da dependência da intensidade do sinal no índice de refração da fibra ótica mas também da dispersão inelástica estimulada na fibra. [18]

Os efeitos não lineares mais relevantes e a ter em conta nas comunicações óticas são:

- **Dispersão de luz por estimulação** - É um exemplo de dispersão inelástica e esta acontece quando a frequência da luz é deslocada. Dois exemplos deste tipo de dispersão é a dispersão de Raman por estimulação (SRS) e a dispersão de Brillouin por estimulação (SBS). Ambas podem ser entendidas como deslocamento de um fóton para um nível de energia inferior. Estes dois tipos de dispersão são baseados no processo de perda de potência na frequência incidente, contudo estes fenómenos de perda de potência acontecem apenas quando se está perante níveis altos de energia. [28] A dispersão de Raman por estimulação é muito presente e significativa em sistemas WDM pois com o aumento de canais numa fibra ótica a interação

entre ambos também aumenta. De realçar que nestes casos os comprimentos de onda maiores são amplificados perante os comprimentos de onda menores, que sofrem o efeito contrário. [18]

- **Modulação de fase não linear** - Como referido no ponto anterior, todos os materiais têm um comportamento não linear quando estão perante altas intensidades e, com isso, os índices refrativos aumentam substancialmente. Posto isto, e tendo em conta os longos comprimentos de fibra ótica, a potência da luz emissora necessita de ser superior e, dessa forma, aparecem diversos fenómenos não lineares como *self-phase modulation*, (SPM), e *cross-phase modulation*, (XPM). [28] O primeiro, SPM, tal como o nome indica, significa que o sinal ótico auto-modulasse em fase e ocorre na maior parte dos casos em sistemas com um só um canal. Este é causado devido ao índice refrativo não linear da fibra ótica que provoca um deslocamento de fase no sinal proporcional à amplitude do impulso.

O segundo, XPM, introduz, tal como o primeiro, uma variação na fase do sinal, mas esta é causada quando estão a propagar na fibra ótica vários canais com diferentes comprimentos de onda. A XPM ocorre quando um feixe de luz com um comprimento de onda observa um índice refrativo, que varia com a intensidade deste feixe de luz e dos outros feixes com comprimentos de onda diferentes que se propagam ao mesmo tempo. De notar que em sistemas WDM a variação de fase é causada maioritariamente pela XPM. [18]

- **Four-Wave Mixing** - Este fenómeno não linear, FWM, é originário dos efeitos não lineares de 3ª ordem. Se estiverem a ser transportados campos óticos com 3 portadoras na mesma fibra simultaneamente, este efeito não linear gera um quarto campo ótico a partir destas 3. A equação 2.5 mostra como a 4ª portadora pode relacionar-se com as restantes. [28]

$$\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3 \quad (2.5)$$

2.2.3 Recetor Ótico

O recetor ótico é responsável por receber o sinal ótico e converter o mesmo para o domínio elétrico. Os dois tipos de recetores mais utilizados nas comunicações óticas são os recetores PIN, *Positive-Intrinsic-Negative*, e os recetores APD, *Avalanche Photo-Diodes*, e ambos têm a si associados efeitos, tais como o ruído e a responsividade.

2.2.3.1 Ruído

Os recetores óticos têm associados a si dois tipos fundamentais de mecanismos de ruído. Estes lidam com flutuações de correntes, mesmo com uma potência ótica constante, e estes são nomeados como ruído quântico e ruído térmico. De notar que dentro do ruído quântico existe o ruído de corrente escura. [28]

O ruído quântico, conhecido também como ruído de *shot*, manifesta-se devido ao facto de que uma corrente elétrica consiste num fluxo de eletrões gerados aleatoriamente no tempo. Como a corrente escura também gera ruído de *shot*, estes podem ser agrupados num só e o seu valor quadrático médio é dado por: [27]

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = 2q(I_p + I_d)\Delta_f \quad (2.6)$$

Na equação anterior, q é a carga do eletrão, I_p é a corrente média, I_d é a corrente escura e, por fim, Δ_f é a largura de banda efetiva de ruído do recetor. [27]

A outra forma de ruído, apelidado de ruído térmico, ocorre quando os eletrões se movem de forma diferente assim que a temperatura varia, o que origina flutuações da corrente gerada pelo fotodíodo, devido a alterações da resistividade da resistência de carga localizada no recetor ótico. A equação 2.7 mostra o valor quadrático médio do ruído térmico. [27]

$$\langle i_{ther}^2 \rangle = \frac{4K_B T \Delta_f}{R} \quad (2.7)$$

Nesta última equação, K_B é a constante de Boltzmann, T é a temperatura e Δ_f é a largura de banda efetiva de ruído do recetor. [27]

Somando as equações 2.6 e 2.7 obtém-se o ruído total provocado pela corrente no recetor ótico.

2.2.3.2 Responsividade

A responsividade define-se como a relação entre a corrente produzida e a potência ótica incidente no foto-detetor. Esta está diretamente relacionada com o modelo de que é construído o díodo e com o comprimento de onda de funcionamento do sistema. Para além do comprimento de onda, a responsividade também depende do material que é usado na fibra ótica, podendo ser o Silício, o Germânio, o Arsenieto de Gálio, entre outros, como se pode verificar na figura 2.11. Nesta mesma figura é, também, possível concluir que com o aumento do comprimento de onda a responsividade também aumenta até um máximo, que é determinado através do material de construção, decrescendo de forma muito drástica a seguir a esse máximo de responsividade, e isto deve-se ao facto de que a partir de um certo comprimento de onda para a mesma potência ótica estarão presentes mais fotões. [29]

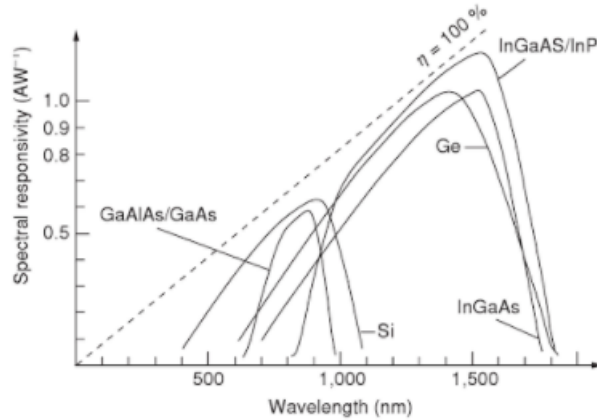


Figura 2.11: Responsividade em função do comprimento de onda. [29]

Para o foto-detetor do tipo PIN, a responsividade é dada pela relação da corrente produzida pelo foto-díodo com a potência ótica incidente. Nos foto-díodos a responsividade é maior na região onde a energia dos fótons é superior à energia da banda proibida e a sua relação é demonstrada na equação 2.8. [29]

$$R = \frac{q\lambda_0}{hc}\eta \quad (A W^{-1}) \quad (2.8)$$

Nesta última equação, q é a carga do eletrão, λ_0 é o comprimento de onda de trabalho e η é a eficiência quântica. Por outro lado h trata-se da constante de Planck e c é a velocidade da luz no vácuo. [29]

2.2.3.3 Fotodetetor PIN vs Fotodetetor APD

Comparando os dois tipos de recetores óticos, estes têm o princípio de funcionamento idêntico, sendo que, o que os distingue é o ganho introduzido no fotodetetor APD. O fotodíodo do tipo PIN caracteriza-se por ter uma resposta aproximadamente linear, assim como mais barato em comparação com o fotodíodo do tipo APD. Como o recetor do tipo APD introduz um ganho na sua resposta, este apresenta uma melhor sensibilidade, tornando-se boa a sua utilização quando o sinal recebido tem muitas perdas no seu trajeto. Além disto, o APD apresenta uma melhor relação sinal ruído. Contudo, a corrente de polarização destes é maior comparativamente com os recetores PIN e, desta forma, o ruído predominante nos APD passa a ser o ruído quântico ao invés dos recetores PIN em que o ruído predominante é o ruído térmico. [30]

2.3 Formatos de Modulação

De forma a que a informação seja transportada nas fibras mono-modo (SMF) existem vários atributos que podem ser utilizados para modular o sinal, por exemplo, a intensidade, a fase e a polarização. Os atributos mais utilizados e consequentemente os mais importantes são a intensidade e a fase e é nestes que estão focados a maioria dos formatos de modulação existentes atualmente. Os formatos de modulação *on/off*, NRZ-OOK e RZ (*Return Zero*), são os mais simples de implementar pois não se trata de modulação multinível, sendo que o primeiro o mais utilizado nos sistemas de fibra ótica. Mas com o diminuição do espaçamento entre canais nas redes óticas é necessária uma melhor eficiência espectral e a modulação multinível vem ajudar neste contexto. [31]

A modulação multinível pode incidir somente num atributo, como é exemplo o formato de modulação QPSK em que a fase é o único atributo usado, mas também pode conjugar dois, como é o caso do formato de modulação QAM que utiliza modulação em intensidade e em fase. A modulação por polarização é muito pouco utilizada por ser bastante complexa e com isso acarreta mais custos na sua implementação.

É relevante referir que os formatos de modulação utilizados no âmbito desta dissertação são o QPSK, 4-QAM e o 16-QAM.

2.3.1 Modulador *Mach-Zehnder*

De modo a que seja realizada a modulação do sinal são utilizadas diversas técnicas, entre as quais a utilização do Modulador *Mach-Zehnder* (MZM). O MZM é a estrutura interferométrica mais utilizada nas comunicações óticas, baseando-se, apenas, numa implementação em cristais ótico-elétricos de interferómetros *Mach-Zehnder* (MZI). [32]

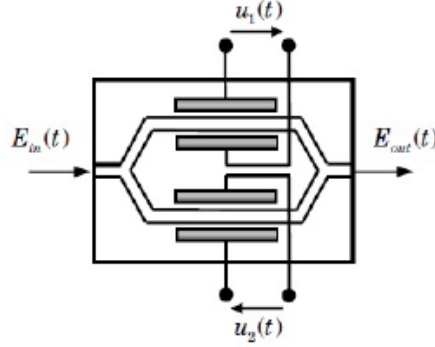


Figura 2.12: Modulador *Mach-Zehnder Dual Drive*. [33]

Uma das variantes do MZM é o Modulador *Mach-Zehnder Dual-Drive* (DD-MZM), que consiste em dois moduladores de fase distintos situados em dois caminhos diferentes, como mostra a figura 2.12. A luz proveniente do LASER passa através do guia de onda de entrada e é dividida, através de uma junção-Y, atravessando o modulador por dois caminhos diferentes, que contêm um modulador de fase em cada um. Desta forma, o sinal ótico sofre um desvio de fase em cada caminho e este depende das tensões que são aplicadas em cada ramo. A equação 2.9 demonstra a variação de fase em função da tensão. [33]

$$\phi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}} \pi, \quad \phi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}} \pi \quad (2.9)$$

Na equação anterior, $V_{\pi i}$ consiste na tensão aplicada onde ocorre um desvio de fase de π , enquanto que as tensões u_i variam de forma a se obter o desvio de fase pretendido. [33]

Após a separação do sinal ótico em dois ramos e a aplicação dos respetivos desvios de fase, o sinal volta a unir-se através, novamente, de uma junção-Y. Ignorando o *insertion loss* de cada ramo do DD-MZM e considerando que a divisão e a junção em cada junção-Y é perfeita, é possível relacionar o campo elétrico das ondas de entrada e de saída da transportadora ótica pela equação 2.10. [33]

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} \left(e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)} \right) E_{in}(t) \quad (2.10)$$

Através da equação 2.10 é possível retirar algumas conclusões acerca do DD-MZM, tais como, se $\phi_1(t) = \phi_2(t) = \phi(t)$, ou seja, as fases de cada ramos são iguais, o que significa que $u_1(t) = u_2(t) = u(t)$ e que $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$. Desta forma, o modulador funciona no modo *push-push* e efetua apenas modulação do sinal em fase. Por outro lado, têm de ser encontradas soluções de forma a garantir a modulação em amplitude, o que é alcançável colocando $u_1(t) = -u_2(t) = \frac{u(t)}{2}$ e $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$, o que origina que sejam produzidas fases simétricas em cada ramo, $\phi_1(t) = -\phi_2(t)$ e, assim, o modulador funciona no modo *pull-push* que significa que a modulação em amplitude é efetuada. [33]

2.3.2 Modulador IQ

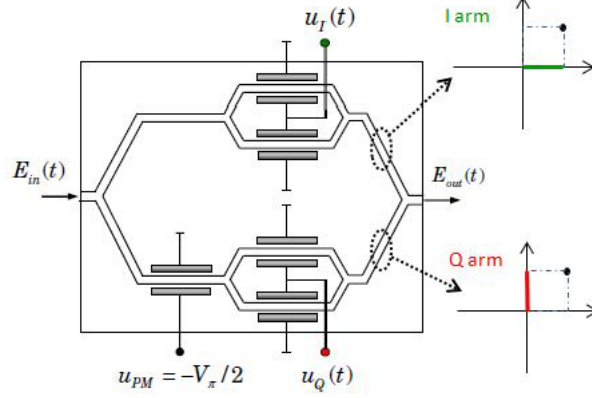


Figura 2.13: Modulador IQ. [33]

O Modulador IQ (IQM) é um modulador externo que, através da sua arquitetura, figura 2.13, produzir qualquer constelação no plano complexo IQ, figura 2.14. Como mostra a figura 2.13, o IQM é constituído por dois ramos, o I e o Q, *In-phase* e *Quadrature*, respetivamente, em que cada um contém um DD-MZM a operar no modo *pull-push*, mas o ramo Q contém ainda um modulador de fase de forma a efetuar um desvio de fase de 90° . [34]

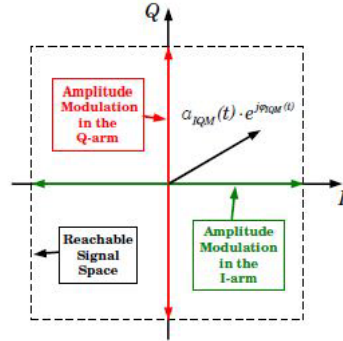


Figura 2.14: Plano complexo IQ. [33]

Quanto ao campo elétrico na saída do IQM, este é dado pela adição do sinal modulado pelos dois ramos, I e Q. A equação 2.11 mostra a relação o campo elétrico da transportadora ótica na entrada do modulador com o campo elétrico na sua saída, sendo que, para esta equação ser válida o modulador tem de ser ideal. Como a figura 2.13 mostra, é dada ao modulador de fase a tensão de condução de $-V_\pi/2$. [33]

$$E_{out}(t) = \left[\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi}\pi\right) + j\cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi}\pi\right) \right] \frac{E_{in}(t)}{2} \quad (2.11)$$

Desta forma, as componentes I e Q estão claramente expostas em $E_{out}(t)$ e ambas são dependentes da tensão de condução dos DD-MZM de ambos os ramos. Olhando para o

campo elétrico na saída do IQM como um número complexo, através das equações 2.12 e 2.13 pode-se verificar a amplitude e a fase do sinal, respectivamente. [33]

$$a_{IQM}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \sqrt{\cos^2\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi}\pi\right) + \cos^2\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi}\pi\right)} \quad (2.12)$$

$$\varphi_{IQM}(t) = \arg\left[\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi}\pi\right), \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi}\pi\right)\right] \quad (2.13)$$

2.3.3 QPSK

Quadrature Phase Shifting Keying (QPSK), tal como o nome indica utiliza a modulação em fase contendo quatro estados no seu mapeamento. A modulação QPSK codifica 2 *bits* por cada símbolo, ou seja, a taxa de símbolos por segundo será metade da taxa de transmissão em *bits* por segundo, apresentando, assim, uma boa eficiência espectral quando comparada, por exemplo, com o formato de modulação NRZ-OOK (Apresenta o dobro da eficiência espectral, ocupando assim metade da largura de banda). [35]

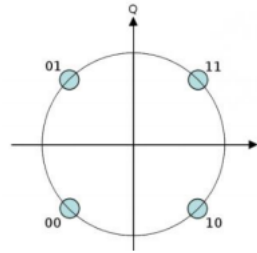


Figura 2.15: Constelação do formato de modulação QPSK. [36]

A figura 2.15 mostra um exemplo da constelação do formato de modulação QPSK, no entanto existe outro também bastante usado para este formato de modulação e a localização dos símbolos está presente na tabela 2.2. Como QPSK apenas modula os símbolos em fase e a amplitude mantém a mesma para todos os casos, na tabela estão apenas presentes as fases que estes símbolos podem tomar.

Tabela 2.2: Fases correspondentes a cada símbolo no formato de modulação QPSK. Fase⁽¹⁾ corresponde à fase dos símbolos da figura 2.15.

Símbolo	Fase ⁽¹⁾	Fase ⁽²⁾
11	$\pi/4$	$\pi/2$
01	$3\pi/4$	π
00	$5\pi/4$	$3\pi/2$
10	$7\pi/4$	2π

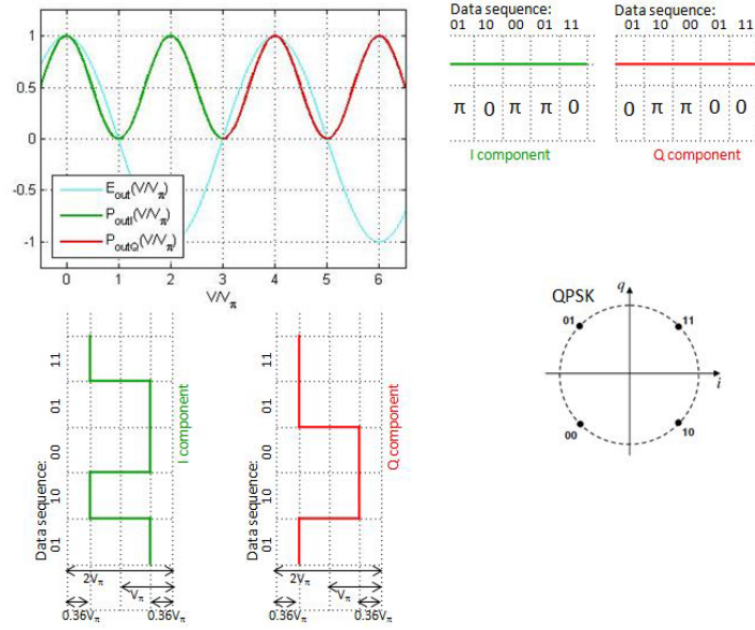


Figura 2.16: Constelação do formato de modulação QPSK, correspondente à constelação da figura 2.15. [32]

A figura 2.16 demonstra o princípio de funcionamento de um IQM de forma a modular o sinal com QPSK, e, esta, baseia-se nos DD-MZM a conduzir no mínimo ponto de transmissão. Contudo o valor pico a pico é de $1.28V_\pi$ e verifica-se, ainda na figura 2.16, que as componentes I e Q do modulador apenas podem assumir dois valores, e isto apenas neste caso específico em que a constelação assim o permite. Em outras constelações do formato de modulação QPSK as componentes I e Q assumem, por norma, 3 valores. De notar que qualquer que seja a constelação do formato de modulação QPSK, esta é alcançável através do IQM, por meio do plano complexo I e Q deste modulador, o que um MZM ou um modulador de fase não conseguem fazer. [32]

2.3.4 QAM

O formato de modulação QAM consiste numa modulação híbrida, ou seja, na modulação do sinal de duas componentes distintas, em fase e em amplitude. A equação 2.14 mostra o número de símbolos gerados, M , tendo em conta o número de *bits* codificados, n . O formato de modulação QAM que tem uma maior base de estudo para sistemas futuros, de forma a garantir uma elevada eficiência espectral para além de uma alta capacidade, é o formato 16-QAM, ou seja, são codificados 4 *bits* por cada símbolo. [37] Além disto, com o desenvolvimento dos sistemas de receção coerentes com processamento digital de sinal, o formato de modulação 16-QAM teve um maior interesse de estudo. Codificando 4 *bits* por símbolo é, também bastante vantajoso para sistemas UDWDM-PON pois, deste modo, é possível reduzir o espaçamento entre canais em 4 vezes, quando comparado com um sistema com formatos de modulação OOK, e assim aumentar o número de canais de forma significativa. [32]

$$M = 2^n \quad (2.14)$$

De uma forma geral, a constelação do formato de modulação QAM tem a forma de um quadrado em que os símbolos estão igualmente espaçados, como se pode verificar com o exemplo da figura 2.17, onde está presente um exemplo do formato de modulação 16-QAM. Com o aumento dos *bits* codificados o número de símbolos aumenta exponencialmente, assim a proximidade entre símbolos será também maior o que origina uma maior interferência entre símbolos devido ao ruído que cada sistema tem associado. Deste modo, o número de símbolos do formato QAM deve ser cuidadosamente escolhido, por forma a evitar erros, e assim, apenas se deve utilizar uma elevada ordem de símbolos se o sistema garantir uma elevada relação sinal-ruído. [20]

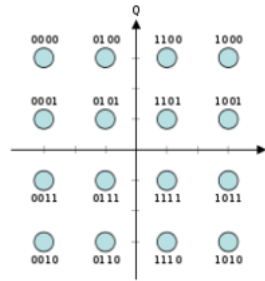
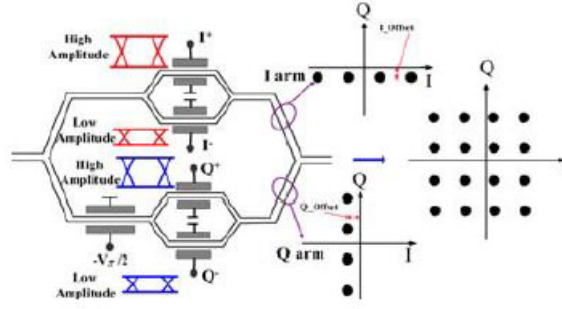
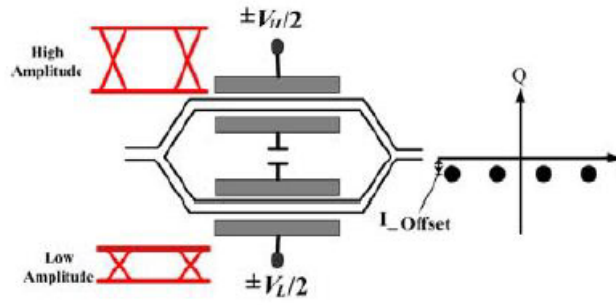


Figura 2.17: Constelação do formato de modulação 16-QAM. [36]

Existem diversas formas de implementar do formato de modulação 16-QAM. Uma dessas formas é utilizar um modulador utilizado para implementar o formato de modulação QPSK, colocando em cascata IQMs, MZMs e moduladores de fase, ou então colocando em cascata dois IQMs, apelidando esta forma de implementar o formato 16-QAM como tandem-QPSK. Utilizando esta forma, a modulação ocorre transportando sinais binários elétricos, o que simplifica a eletrónica do sistema, no entanto, todos os conectores necessários irão introduzir um enorme *insertion loss*, o que é uma grande desvantagem. Outra solução consiste na integração de vários moduladores externos numa estrutura em paralelo, como por exemplo IQMs ou MZMs e, assim, elimina-se o problema anterior contudo, a dificuldade em fabricar estas estruturas complexas é um problema. Um single-drive IQM pode implementar 16-QAM fazendo com que o modulador transporte sinais com 4 níveis diferentes, no entanto este processo é bastante complicado e necessita de conversores digital-analógico (DAC) caros por forma de gerar os 4 níveis. Utilizando DD-MZM também é possível gerar o formato de modulação 16-QAM, mas o processo para gerar uma forma de onda arbitrária é bastante complexo. Por último, o dual-drive IQM pode, também, gerar o formato 16-QAM. Como se pode verificar na figura 2.18a, a estrutura de um dual-drive IQM é igual à estrutura de um single-drive IQM, mas o modo de operação é diferente, pois o dual-drive IQM não necessita de transportar sinais com 4 níveis diferentes mas sim de 4 sinais com 2 amplitudes distintas, como mostra a figura 2.18b. [38]



(a) Princípio do formato 16-QAM utilizando dual-drive IQM conduzido por sinais binários.



(b) Implementação de 4 níveis de amplitude e fase com DD-MZM utilizando sinais binários com diferentes amplitudes.

Figura 2.18: Dual-drive IQM. [38]

Como se pode verificar na figura 2.18, cada ramo do dual-drive IQM contém um DD-MZM conduzido por dois sinais binários com 2 amplitudes diferentes gerando, assim, dois codificadores em amplitude e fase de 4 níveis (4-APSK) em cada ramo do dual-drive IQM, modulando, desta forma, as componentes I e Q do sinal. Juntando os dois ramos na saída do dual-drive IQM é possível obter a constelação do formato de modulação 16-QAM. [38]

De notar que cada DD-MZM opera no modo *push-pull* e o sinal transportador no ramo superior do modulador tem uma amplitude V_H , enquanto que o ramo inferior tem uma amplitude V_L , com $V_H > V_L$. Desta forma, como mostra a figura 2.18, para gerar os 4 diferentes níveis são utilizados os níveis de tensão $\pm V_H/2$ e $\pm V_L/2$ para os ramos superior e inferior, respetivamente. [38]

2.4 Formatos de Impulso

O formato de impulso consiste no processo de alterar a forma de onda dos impulsos transmitidos na fibra ótica, com o objetivo de tornar-os os mais adequados possível a um canal de comunicação específico.

No âmbito desta dissertação são estudadas duas formas de impulso, o formato de impulso

de *Nyquist* e o formato de impulso *Non-Return to Zero* (NRZ), que são apresentados nesta secção.

2.4.1 Impulso NRZ

O formato de impulso NRZ é um código de linha relativamente fácil de implementar e contém ainda a vantagem de ser um formato de impulso eficiente quanto à largura de banda utilizada. Contudo, apresenta a desvantagem pela ausência de capacidade da extração do sinal de relógio. [39]

É possível implementar o formato de impulso NRZ através da convolução de dois sinais, como mostra a equação 2.15, em que um é representado como sendo um sinal retangular com uma amplitude A e com uma duração T , centrado em $t = 0s$ e o outro é uma série de impulsos de *Dirac* com diferentes amplitudes a_k centrado em kT , com $k \in \mathbb{Z}$. [39]

$$y(t) = p(t) * x(t) = A \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) * \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \delta(t - kT) \quad (2.15)$$

No domínio da frequência tem-se a seguinte densidade espectral de potência: [39]

$$S_y(f) = |P(f)|^2 S_x(f) \quad (2.16)$$

onde, [39]

$$P(f) = AT \text{sinc}(fT) \quad (2.17)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} R_n e^{j\omega n T} \quad (2.18)$$

Na equação 2.17 é realizada apenas a transformada de *Fourier* do sinal $p(t)$, enquanto que na equação 2.18 o processo é mais complexo, e nesta equação, R_n é a auto-correlação dos dados, dada por: [39]

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \sum_{i=1}^N (a_k a_{k+n}) P_i \quad (2.19)$$

Na equação 2.19, N é o número total de combinações entre os *bits* e P_i representa a probabilidade do acontecimento $a_k a_{k+n}$.

Tendo em conta as equações 2.16, 2.17, 2.18 obtém-se a equação geral, equação 2.20, para a densidade espectral de potência do formato de impulso NRZ. [39]

$$S_y(f) = \frac{|P(f)|^2}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} R_n e^{j\omega n T} \quad (2.20)$$

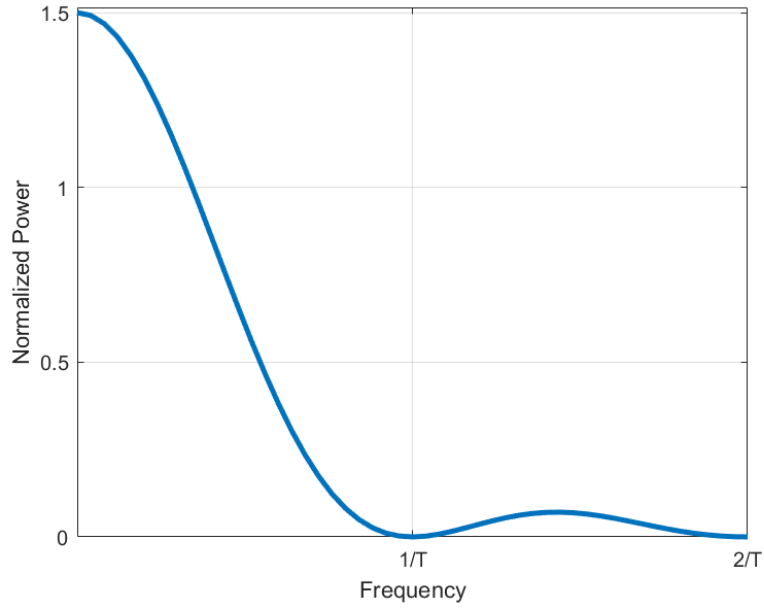


Figura 2.19: Densidade espectral de potência do formato de impulso bipolar NRZ. [Adaptado de [39]]

2.4.2 Impulso de *Nyquist*

Com o aumento dos ritmos de transmissão, a largura de banda de cada canal aumenta, o que passou a haver uma necessidade de desenvolver formatos de impulso mais avançados e o impulso de *Nyquist* surgiu nesse mesmo sentido.

O processamento digital de sinal juntamente com os filtros de resposta de impulsos finitos (FIR) e com as DACs permitiram a geração de uma variedade de formatos de impulso, apelidados de impulsos de *Nyquist* e um desses tipos de impulso é o *root-raised cosine* (RRC). Este formato de impulso permite um melhoramento significativo da eficiência espectral do sinal e uma melhor atenuação fora da banda de transmissão comparativamente com o formato de impulso NRZ. [32]

O primeiro critério de *Nyquist* estipula uma interferência entre símbolos nula e que a contribuição das formas de onda adjacentes, ou seja, para instantes de amostragem $T, 2T, 3T, \dots, nT$ deve ser nula. No domínio do tempo, o primeiro critério de *Nyquist* é mostrado através da equação 2.21. [40]

$$p(kT) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.21)$$

Tornando a equação anterior no domínio da frequência tem-se que: [40]

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P(f - k/T) = T \quad (2.22)$$

Posto isto, e de acordo com o primeiro critério de *Nyquist*, a soma dos espectros dos impulsos atrasados por k/T , com $k \in \mathbb{Z}$, deve ser T , ou, de uma forma geral, um valor constante. [40]

Foi também demonstrado por *Nyquist* que para um canal com a largura de banda W se pode transferir $2W$ símbolos independentes por segundo. Tudo junto com o primeiro critério de *Nyquist*, resulta no impulso de *Nyquist* sem exceder a largura de banda, ou seja, com o *roll-off factor* (ROF) nulo, $\alpha = 0$. [40]

$$P(f) = \begin{cases} T, & |f| < 1/2T \\ 0, & |f| \geq 1/2T \end{cases} \quad (2.23)$$

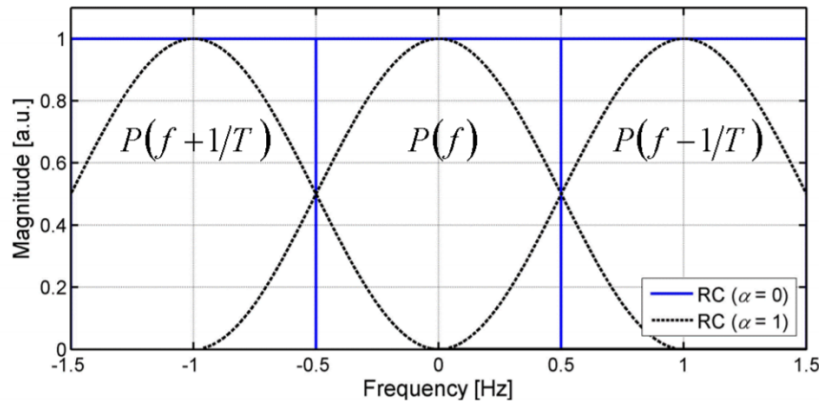


Figura 2.20: Representação do primeiro critério de *Nyquist* no domínio da frequência com 3 portadoras. [40]

A figura 2.20 mostra que assim que o ROF é igual a 1 a largura e banda é 2 vezes superior ao caso em que o ROF é igual a 0. No caso em que $\alpha = 1$ a largura de banda é excedida em 100%, no entanto, obedece ao primeiro critério de *Nyquist*. [40]

Em muitos casos em vez de se usar o ROF $\alpha \in [0; 1]$, utiliza-se $\beta \in [0; r/2]$, onde r é a taxa de símbolos por segundo e corresponde a $r = 1/T$. A figura 2.21 mostra a evolução do formato de impulso de *Nyquist* tendo em conta o aumento do ROF β . [41]

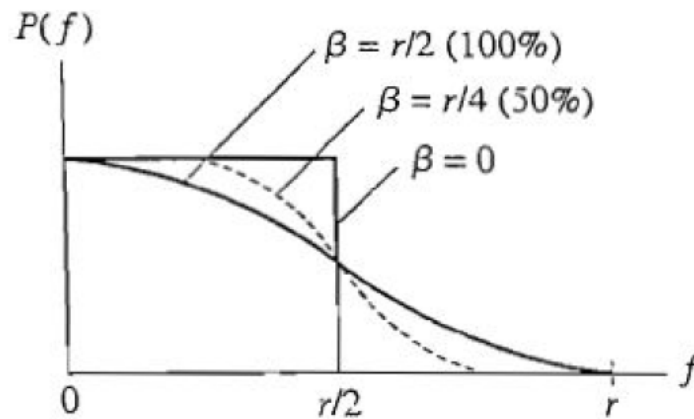


Figura 2.21: Formato de impulso de *Nyquist* no domínio da frequência. [41]

A equação 2.24 justifica o comportamento do formato de impulso de *Nyquist* da figura 2.21 e a equação 2.25 mostra como é possível chegar ao valor da largura de banda do impulso de *Nyquist* tendo em conta o ROF. [41]

$$H(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1}{2T} - \beta \\ T \cos^2 \left[\frac{\pi}{4\beta} \left(|f| - \frac{1}{2T} + \beta \right) \right], & \frac{1}{2T} - \beta < |f| < \frac{1}{2T} + \beta \\ 0, & |f| \geq \frac{1}{2T} + \beta \end{cases} \quad (2.24)$$

$$B = \frac{r}{2} + \beta \quad (2.25)$$

O impulso de *Nyquist*, com ROF igual a 0 é utilizado nos sistemas UDWDM, pois apresenta muitas vantagens, entre as quais, a redução da interferência entre canais, devido à sua maior eficiência espectral, e assim, as não linearidades presentes são, também, reduzidas. [16]

Comparando o impulso de *Nyquist* com o impulso NRZ, este apresenta uma enorme vantagem que é a sua largura de banda mais pequena, cerca de metade, o que leva a uma maior eficiência espectral. Deste modo, e tendo em conta as circunstâncias apresentadas, o impulso de *Nyquist* apresenta condições mais favoráveis de forma a implementar redes WDM.

2.5 Sistemas de Detecção

Atualmente, existem duas técnicas que permitem a deteção do sinal ótico e transformá-lo no domínio elétrico, a deteção direta, que converte diretamente o sinal ótico em sinal no domínio elétrico através de um fotodíodo, e a deteção coerente, que recebe o sinal ótico e o mistura com um oscilador local e, assim, toda a informação do sinal ótico, como amplitude, frequência, fase ou polarização, pode ser transferida para o domínio elétrico.

2.5.1 Deteção Coerente

O estudo de recetores óticos coerentes começou nos anos 80 de uma forma mais exaustiva e, estes, mostraram-se muito mais vantajosos face aos sistemas de receção com deteção direta, sendo elas as seguintes: [42, 43]

- Apresenta uma maior sensibilidade devido à introdução de ganho pelo oscilador local, e com esta introdução e escolha adequada da sua potência o ruído quântico pode ser reduzido;
- A resolução em frequência, em banda base ou a uma frequência intermédia, é tão alta que os canais multiplexados em UDWDM podem ser facilmente separados no domínio elétrico;
- A capacidade de recuperação do sinal é maior;
- Apenas é possível recuperar sinais modulados em fase através deste tipo de deteção.

Apesar de todas as vantagens, o estudo foi suspenso durante cerca de 20 anos , pois a deteção direta continuou a ser eficaz perante as redes óticas instaladas. Contudo, houve a necessidade de retomar o seu estudo, maioritariamente devido à necessidade do uso de técnicas de modulação multinível e, também, devido ao aumento da capacidade das redes, que apresentam uma elevada eficiência espectral. [42]

Ao contrário da deteção direta, a deteção coerente é um processo síncrono e necessita de um LASER adicional, chamado de oscilador local. O conceito fundamental da deteção

coerente é adquirir o produto dos campos elétricos do sinal da transportadora ótica com o sinal do oscilador local. O sinal ótico transmitido é descrito por: [42]

$$E_s(t) = A_s(t)e^{(j\omega_s t)} \quad (2.26)$$

Enquanto que o sinal do oscilador local é dado, similarmente, por: [42]

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t)e^{(j\omega_{LO} t)} \quad (2.27)$$

onde $A_s(t)$ e $A_{LO}(t)$ são a amplitude do campo elétrico do sinal modulado e do oscilador local, respetivamente. Da mesma forma ω_s e ω_{LO} são, respetivamente, a frequência angular do sinal e do oscilador local. [42]

A figura 2.22 apresenta um detetor balanceado, normalmente utilizado na detecção coerente como forma de suprimir a componente de corrente direta (DC) e maximizar as fotocorrentes do sinal.

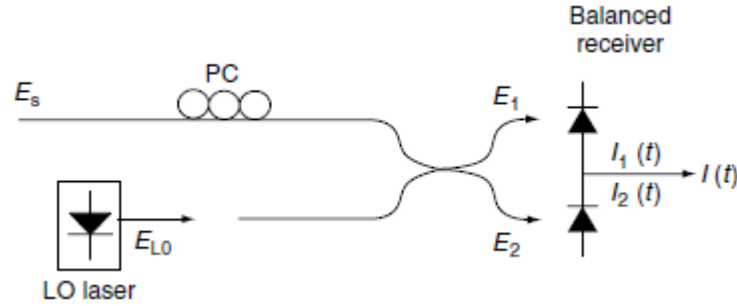


Figura 2.22: Princípio da detecção coerente. [42]

Desta forma o sinal ótico é misturado com o sinal do oscilador local através de um acoplador ótico. Após isto é efetuada a fotodetecção para o domínio elétrico. Quando o oscilador local e o sinal modulado estão copolarizados, os campos elétricos incidentes nos fotodiodos superior e inferior são dados por: [42]

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s + E_{LO}) \quad (2.28)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s - E_{LO}) \quad (2.29)$$

E que se reflete nas seguintes equações em relação às fotocorrentes: [42]

$$I_1(t) = \frac{R}{2} \left(P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \right) \quad (2.30)$$

$$I_2(t) = \frac{R}{2} \left(P_s + P_{LO} - 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \right) \quad (2.31)$$

Após a obtenção destas duas fotocorrentes é possível obter a fotocorrente final à saída do recetor balanceado, que é dada pela equação seguinte: [42]

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.32)$$

Sendo assim, em 2.30, 2.31 e 2.32 tem-se que R é a responsividade do fotodíodo, ω_{IF} é a frequência angular média dada pela subtração da frequência angular do sinal com a do oscilador local, P_s e P_{LO} são a potência do sinal e do oscilador local, respetivamente, e $\theta_{sig}(t)$ e $\theta_{LO}(t)$ são, respetivamente, as fases do sinal e do oscilador local. [42]

Posto isto, existem dois tipos de deteção dentro da deteção coerente, a homodina e a heterodina. Quando é usada a frequência igual para o sinal e para o oscilador local a deteção é do tipo homodina, enquanto que quando é usada uma frequência diferente a receção é heterodina. [44] A figura 2.23 mostra um exemplo de um recetor coerente homodino com diversidade de fase e de polarização. Nesta mesma figura, o sinal é recebido com uma polarização arbitrária e é separado através do PBS (*Polarization Beam Splitter*) em duas polarizações lineares. No acoplador híbrido 90° o sinal é misturado com o sinal do oscilador local. [42]

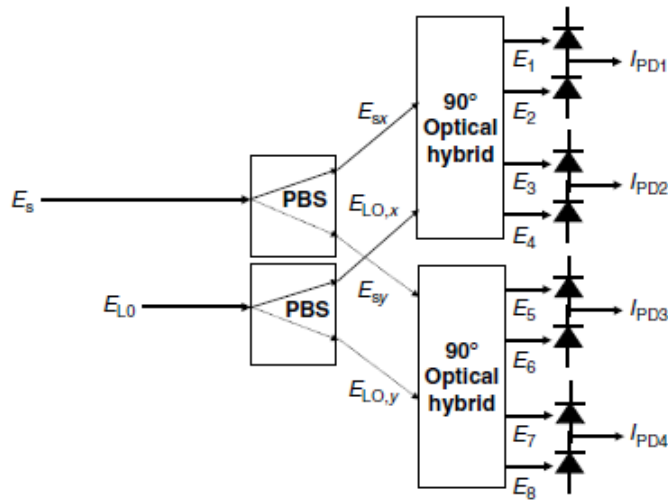


Figura 2.23: Recetor coerente homodino com diversidade de fase e de polarização. [42]

2.5.2 Recetor Digital Coerente

A deteção coerente trouxe consigo a possibilidade de introduzir um sistema pós-deteção que permitisse a compensação da dispersão cromática, da dispersão dos modos de polarização (PMD) assim como compensação de efeitos não lineares. [45] Posto isto, foi concebido o recetor digital coerente, e este é constituído por um recetor coerente homodino com diversidade de fase e polarização, presente na figura 2.24, de forma a ter acesso a toda a informação da portadora ótica. Se se estiver perante um recetor coerente homodino com diversidade de fase apenas não será possível a compensação da dispersão dos modos de polarização. [42]

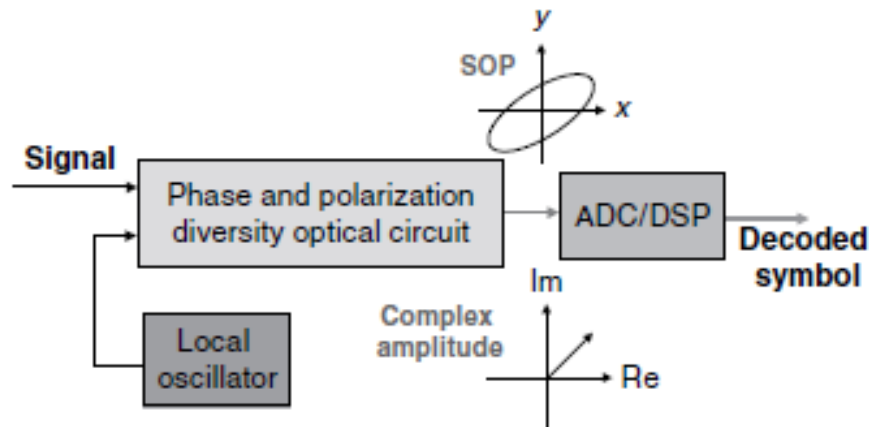


Figura 2.24: Princípio básico de um Recetor Digital Coerente. [42]

Um recetor digital coerente é constituído por 4 subsistemas chaves e estes são os seguintes: [46]

- **Recetor coerente homodino** - Mapeia o sinal ótico transmitido em sinal elétrico de forma linear;
- **ADC** (*Analog to Digital Converter*) - Converte o sinal elétrico em sinais digitais;
- **Desmodulador digital** - Efetua a compensação do sinal e, através do processamento digital de sinal (DSP), converte os sinais digitais num conjunto de sinais à taxa de símbolos;
- **Recetor externo** - Inclui a correção de erros (FEC), para além de descodificar o sinal desmodulado se forma a obter a melhor estimativa da sequência de bits que foram codificados pelo transmissor.

De realçar que os 3 primeiros subsistemas estão inseridos no recetor digital coerente enquanto que o último, tal como o nome o menciona, está localizado no exterior do recetor e necessita de algoritmos específicos de forma a processar os dados.

Para a construção da DSP num recetor digital coerente são necessárias várias etapas, exibidas na figura 2.25. Além de possuir várias etapas, existem diversos caminhos de *feedback* entre as mesmas de forma a compensar as imperfeições que o sinal possa adquirir ao longo de todas as etapas e, assim, garantir uma melhor qualidade do sinal quando este é exportado do recetor digital coerente.

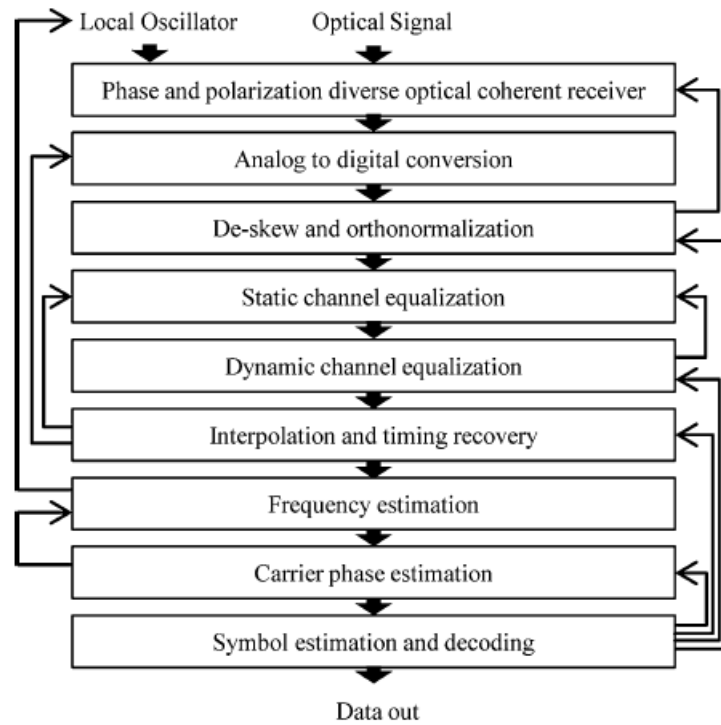


Figura 2.25: Etapas da DSP no Recetor Digital Coerente. [46]

Na figura 2.25 observa-se que o recetor digital coerente presente possui 9 etapas, sendo que, a primeira, o recetor coerente homodino com diversidade de fase e de polarização (*Phase and Polarization diverse optical coherent receiver*), e tal como está supra descrito, mapeia o sinal ótico transmitido de forma linear em sinal elétrico, enquanto que a segunda etapa é o conversor de sinal analógico para digital, ADC. As 6 seguintes etapas são referentes ao desmodulador digital e nele está inserido o processamento digital de sinal, DSP. O bloco *Deskew and Orthonormalization*, é responsável, primeiramente, por compensar os desalinhamentos existentes entre os sinais, sincronizando os sinais digitais com o sinal de relógio e, posteriormente, é efetuada a ortonormalização que compensa as imperfeições impostas pelo acoplador híbrido 90° presente no recetor. De seguida estão presentes os blocos de equalização dos canais, no modo estático e no modo dinâmico, onde no primeiro, modo estático, é feita a compensação das imperfeições ocorridas durante a transmissão na fibra, tais como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização, PMD, e o segundo implementa a compensação da PMD e indica o estado da polarização, sendo que, ambas são variáveis no tempo. A sexta etapa, *Interpolation and timing recovery*, efetua a compensação da diferença entre os símbolos de relógio e a taxa de amostragem da ADC, em primeira instância numa forma teórica e só depois é aplicado o algoritmo. Os blocos para a estimativa da frequência e para a recuperação da portadora, últimos blocos pertencentes à DSP e ao recetor digital coerente, corrigem os desvios de fase e a frequência entre o sinal recebido e o oscilador local. Por fim, o último bloco presente na figura 2.25, *Symbol estimation and decoding*, realiza a descodificação do sinal proveniente da DSP e efetua a estimativa dos símbolos. Neste último, é efetuada uma correção dos erros de forma a obter um melhor BER e assim obter a melhor qualidade possível no sinal recebido. [46]

2.6 Medida de Qualidade do Sinal Ótico

Uma das etapas mais importantes durante as comunicações óticas é a análise da qualidade do sinal. Tal pode ser verificado através do BER, *bit error rate*, ou através do EVM, *error vector magnitude*. Além disso, e para uma mais fácil análise, ambos podem-se relacionar entre si e são proporcionais, ou seja, um maior EVM originará um maior BER e vice-versa. [47]

2.6.1 Error Vector Magnitude

O EVM é utilizado na análise de sistemas em que se usa um formato de modulação avançado como é o caso dos formatos de modulação M-QAM, em que é feita a modulação em amplitude e fase. Cada formato de modulação tem a sua constelação com a localização ideal dos símbolos codificados, mas com a degradação do sinal durante a transmissão, entre o emissor e o recetor, fará com que alguns dos símbolos não se localizem na sua posição ideal mas sim nas suas redondezas dando origem ao vetor de erro, que é a distância efetiva entre o símbolo ideal e o símbolo medido, tal como se pode observar na figura 2.26. [48]

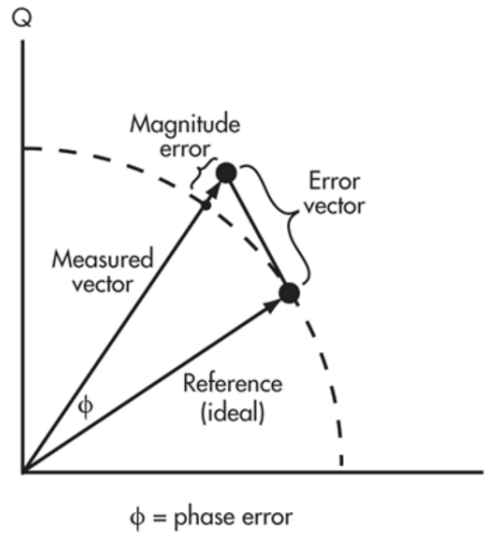


Figura 2.26: Diferença entre símbolo ideal e símbolo medido originando vetor erro. [49]

Através da equação 2.33, ou seja, através da localização dos símbolos recebidos e da localização ideal dos símbolos é possível obter o EVM. [50]

$$EVM_{rms} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (E_{r,i} - E_{t,i})^2}{P_a}} \quad (2.33)$$

Na equação 2.33, N é o número de símbolos sobre os quais o EVM é estimado, E_r é o vetor do sinal recebido e E_t é o vetor do sinal ideal e, por fim, P_a é a potência média do sinal transmitido para o formato de modulação escolhido. [50]

2.6.2 *Bit Error Rate*

O BER exprime a relação entre os *bits* errados e o número total de *bits* transmitidos. Para se chegar ao número de bits errados é feita uma comparação direta entre os bits recebidos e os bits enviados.

Existe uma relação entre o EVM e o BER e é efetuada através da seguinte equação. [51]

$$BER \approx \frac{2(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left[\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \frac{2}{EVM_{rms}^2 \log_2 M} \right]} \right] \quad (2.34)$$

Na equação 2.34 obtém-se uma estimativa do BER a partir do EVM e tem-se que L é o número de níveis da constelação do formato de modulação escolhido e que $\log_2 M$ é o número de bits codificados por símbolo. [51] Pode-se constatar que a referência de BER na ordem dos 10^{-3} com a realização da FEC, que é o mesmo que um BER na ordem dos 10^{-9} sem a realização da FEC, para os formatos de modulação QPSK e 4-QAM é similar a um EVM de 30%. [52] Por outro lado, quando se está perante o formato de modulação 16-QAM a referência de EVM situa-se nos 17%, de forma a se obter o mesmo BER. [16]

Capítulo 3

Simulação de UDWDM-PON

Neste capítulo serão apresentados os resultados da simulação efetuada através do *software* VPI [53], tendo como objetivo obter o melhor desempenho possível do sistema com a tecnologia UDWDM-PON implementada. Como forma de facilitar a compreensão de todo o sistema utilizado para a simulação, o esquemático foi dividido em 3 passos que foram considerados os mais relevantes, geração de sinal, transporte no meio ótico e receção, como mostra a figura 3.1, e estes serão brevemente explicados de seguida com a finalidade de apresentar todos os componentes utilizados na simulação, assim como os parâmetros mais relevantes relativos a cada componente. Seguidamente irão ser apresentados todos os resultados e respetiva análise referente a todas as simulações realizadas.



Figura 3.1: 3 principais passos da simulação.

3.1 Geração do Sinal

Inicialmente, de forma a gerar o sinal, e ainda no domínio elétrico, é criada uma sequência binária de *bits* com a mesma probabilidade com os valores de '0' e '1', sendo que esta sequência tem o comprimento de 512 *bits*. De seguida esta mesma sequência de *bits* é codificada no modulador IQ, mapeando o sinal em dois canais separados, I, sinal em fase, e Q, sinal em quadratura, e estes variam de acordo com o formato de modulação a utilizar, entre QPSK, 4-QAM e 16-QAM, ou seja, o formato do sinal I e Q varia de acordo com o número de símbolos assim como o local dos mesmos na constelação. Depois de modulados é aplicado o impulso de modulação, codificando assim o sinal, alterando a forma dos impulsos na forma de onda do sinal a transmitir na comunicação entre o transmissor e o recetor. Desta forma irão ser comparados os resultados entre dois tipos de impulso de modulação, NRZ e *Nyquist*.

A figura 3.2 mostra o formato da constelação dos 3 tipos de modulação utilizados assim como o número de símbolos e respetivas coordenadas.

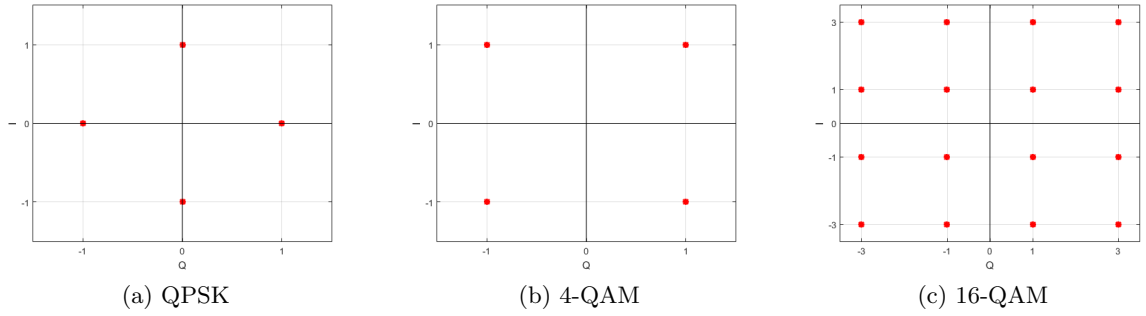


Figura 3.2: Constelações dos formatos de modulação utilizados.

Para uma fácil compreensão, os parâmetros mais importantes para a geração do sinal estão esquematizados na tabela 3.1, mostrando todos os valores que estes podem tomar ao longo da simulação.

Tabela 3.1: Parâmetros mais relevantes na geração do sinal

Parâmetro	Valor	Unidade
Taxa de transmissão	10	Gbps
	20	
	40	
Formato de modulação	QPSK 4-QAM 16-QAM	
Formato do impulso	NRZ <i>Nyquist</i>	

3.2 Transporte no Meio Ótico

Após a geração do sinal no domínio elétrico é necessário introduzir o mesmo no domínio ótico. É efetuada a modulação externa, composta por um LASER e pelo MZM e, assim, após esta etapa o sinal já se encontra no domínio ótico e nas condições necessárias para que seja transmitido.

De seguida, e como está presente a tecnologia UDWDM-PON com 16 canais, estes deverão ser multiplexados e como cada sinal tem um comprimento de onda diferente estes podem ser transportados numa só fibra. Nesta simulação a distância da fibra ótica irá ser alterada e de realçar que para além dos parâmetros lineares estão presentes os parâmetros não lineares na fibra ao longo de todos os testes.

Depois do sinal ser transportado na fibra ótica, e com a finalidade de seleccionar a informação de 1 dos 16 canais que transmitiram informação é utilizado um filtro ótico com o comprimento de onda do canal seleccionado e, desta forma, o recetor irá receber, posteriormente, apenas a informação seleccionada.

A tabela 3.2 mostra os valores dos parâmetros mais relevantes relativos ao meio ótico e que são utilizados ao longo de toda a simulação.

Tabela 3.2: Parâmetros relevantes no meio ótico

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência LASER	0	dBm
Largura do espectral do LASER	≈ 0	Hz
Frequência 1º canal	191.64	THz
Espaçamento entre canais	Taxa de transmissão	GHz
$V_{\pi DC} / V_{\pi RF}$	3	V
Comprimento da fibra	0 (<i>back-to-back</i>) 20 40	km
Atenuação na fibra	0.2	dB/km
Dispersão na fibra	17	ps/(nm.km)
Largura de banda do filtro ótico com NRZ	Taxa de transmissão Taxa de transmissão/2, para 16-QAM	GHz
Largura de banda do filtro ótico com <i>Nyquist</i>	Taxa de transmissão/2 Taxa de transmissão/4, para 16-QAM	GHz

3.3 Recepção

Quanto à recepção do sinal, é utilizada a recepção ótica coerente de forma a converter o sinal ótico para o domínio elétrico e desta forma receber toda a informação proveniente do transmissor. Na saída do recetor coerente é dado o EVM para a análise posterior dos resultados de forma a verificar a qualidade do sinal. Como se trata de um recetor coerente, este contém um oscilador local e de forma a que a simulação se aproxime o máximo da prática, utilizou-se como frequência do oscilador a mesma do transmissor, assim como a sua potência, obtendo-se então um recetor ótico coerente homodino. Como fotodíodo foi utilizado um do tipo PIN com uma responsividade de 1 A/W e com um ruído térmico de $1.7 \times 10^{-6} \text{ A/Hz}$. A corrente escura utilizada na simulação é nula.

3.4 Configuração Final

Depois de apresentados os 3 principais blocos os mesmos são juntos dando origem ao esquemático da figura 3.3 de forma a que seja efetuada a simulação do sistema na tecnologia UDWDM-PON. Para a elaboração dos resultados em forma de gráfico recorreu-se a um atenuador, como mostra o esquemático da figura 3.3, com a finalidade de variar a potência ótica recebida e consequentemente o respetivo EVM. De notar que para o caso em que o sistema se apresenta com a configuração em *back-to-back*, ou seja 0 km de fibra ótica, o bloco de fibra ótica é excluído da simulação.

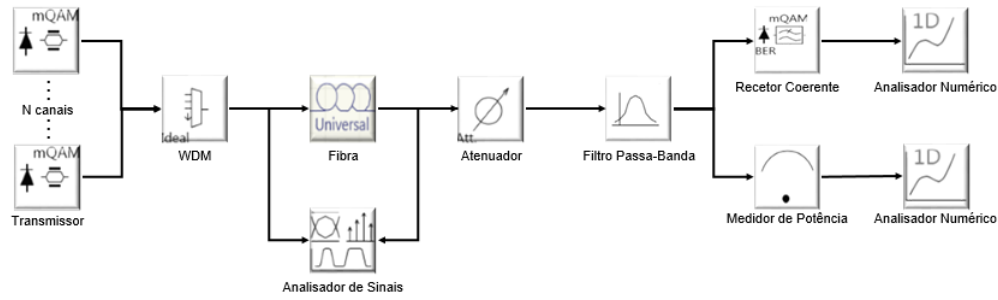


Figura 3.3: Sistema a simular com a tecnologia UDWDM-PON.

3.5 Resultados

Depois de o sistema se encontrar implementado procedeu-se à extração dos resultados desde a geração do sinal até à sua receção onde é obtido o EVM em função da potência ótica recebida. As secções seguintes apresentam os resultados retirados tais como, a forma do sinal aquando da sua geração nos dois formatos de impulso diferentes e, também, diversos gráficos referentes a receção do sinal com parâmetros de entrada diferentes.

3.5.1 Sinal Gerado

As figuras 3.4 e 3.5 mostram as duas formas distintas do formato do sinal gerado, com o impulso NRZ e com o impulso *Nyquist*, proveniente dos 16 canais, depois de multiplexados, e que serão transportados na fibra ótica.

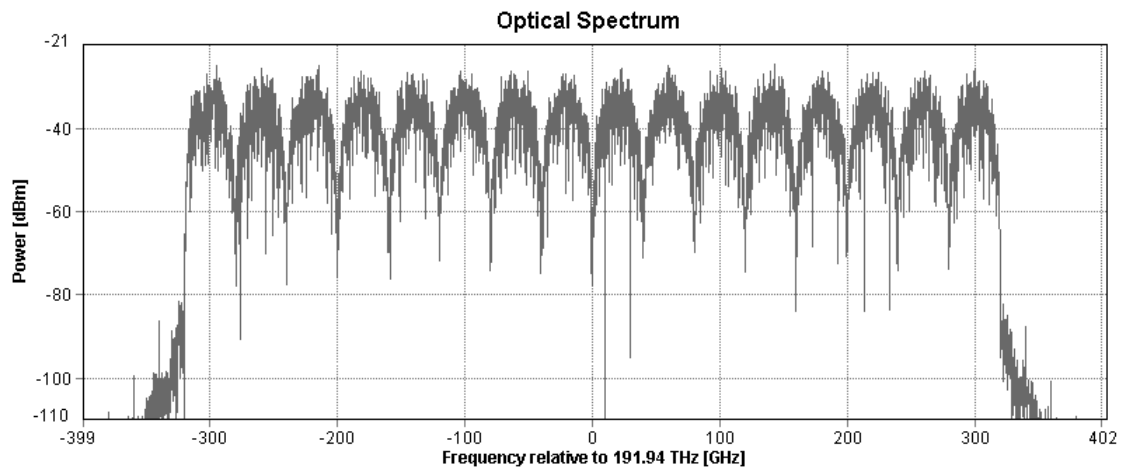


Figura 3.4: Sinal gerado com impulso NRZ.

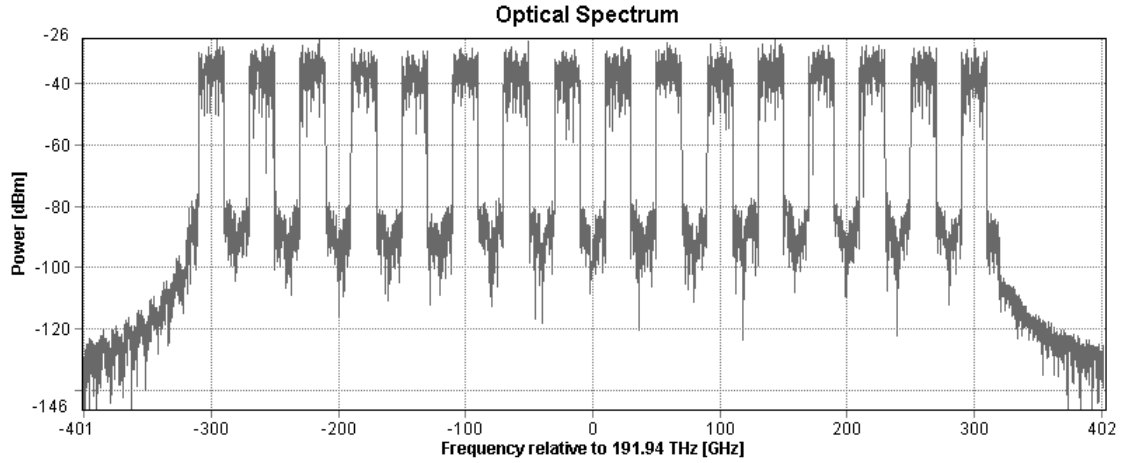
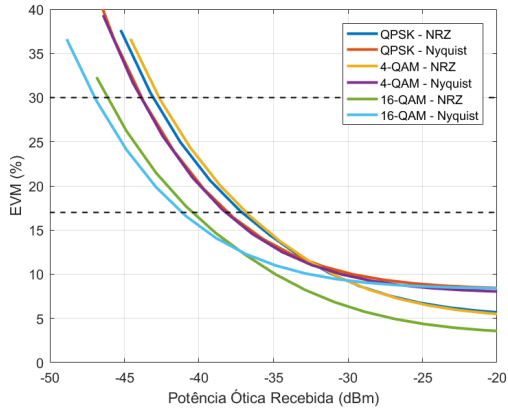


Figura 3.5: Sinal gerado com impulso *Nyquist*.

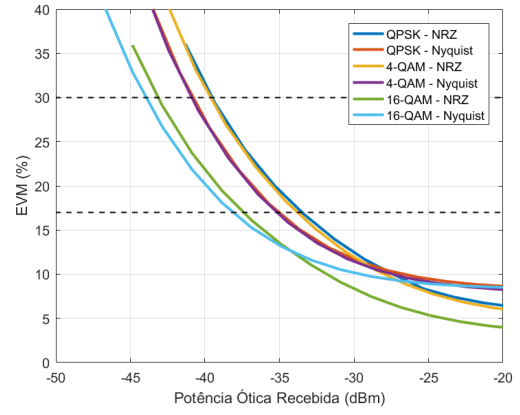
Como é possível observar nas figuras 3.4 e 3.5, o formato sinal onde está presente o impulso de *Nyquist*, figura 3.5, tem uma largura de banda menor, cerca de metade, em relação ao sinal com NRZ, figura 3.4, pelo que com o impulso de *Nyquist* a largura de banda total pode ser diminuída em relação ao sinal como formato de impulso NRZ. Sendo assim verifica-se que a eficiência espectral do caso em que se aplica o impulso de *Nyquist* é cerca de duas vezes superior ao caso em que se aplica NRZ.

3.5.2 Sistema em *Back-to-Back*

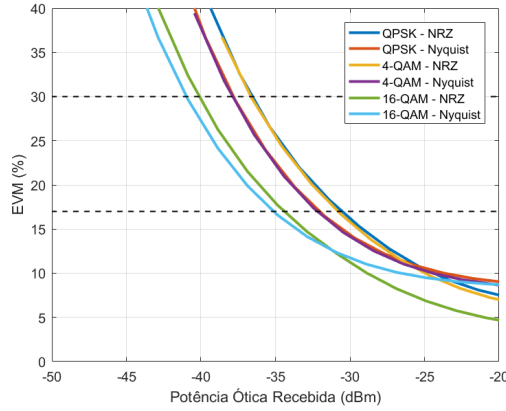
Para a caracterização do sistema foram realizadas diversas simulações com o esquemático em *back-to-back*, com todas as possibilidades de configuração que foram descritas nas secções anteriores, de forma a que, posteriormente, este tenha a sua base de comparação para o cálculo da penalidade de potência ótica recebida, quando introduzida a fibra ótica. Definiu-se como referências para toda a simulação o EVM de 30% [52] no caso em que se utilizam os formatos de modulação QPSK e 4-QAM, e de 17% [16] no caso em que se utiliza 16-QAM, pois como foi mostrado referenciado anteriormente, estes EVM's correspondem a um $\text{BER} \simeq 10^{-3}$ em cada um dos formatos de modulação.



(a) Sistema *back-to-back* a 10 Gbps



(b) Sistema *back-to-back* a 20 Gbps



(c) Sistema *back-to-back* a 40 Gbps

Figura 3.6: Sistema *back-to-back* com diferentes taxas de transmissão.

Analisando a figura 3.6, verifica-se que, para todos os formatos de modulação assim como para todos os formatos de impulso, à medida que a taxa de transmissão aumenta a potência ótica recebida requerida, ROP_{req} também aumenta, na referência de EVM previamente definida. De referir que quando comparados os formatos de modulação QPSK e 4-QAM com o 16-QAM este último apresenta EVM inferior, ou seja, com o aumento da complexidade do formato de modulação o EVM decresce, mas, e devido à maior proximidade entre símbolos dos formatos de modulação mais complexos, o EVM destes, quando comparados com formatos de modulação menos complexos, não implica que estes têm um BER inferior. Observa-se, ainda, que com o impulso *Nyquist* o EVM é superior em comparação com o impulso NRZ, no entanto, na referência de EVM a potência ótica recebida requerida é inferior para o impulso *Nyquist*.

3.5.3 Sistema a 10Gbps

De seguida, colocou-se todo o sistema à taxa de transmissão de 10 Gbps e foram realizadas diversas simulações alterando o comprimento da fibra para 20 km e 40 km, assim como o formato de modulação e o formato de impulso e, deste modo, perceber o impacto de cada caso no sistema. Os resultados podem ser verificados na figura 3.7 de acordo com as alterações descritas.

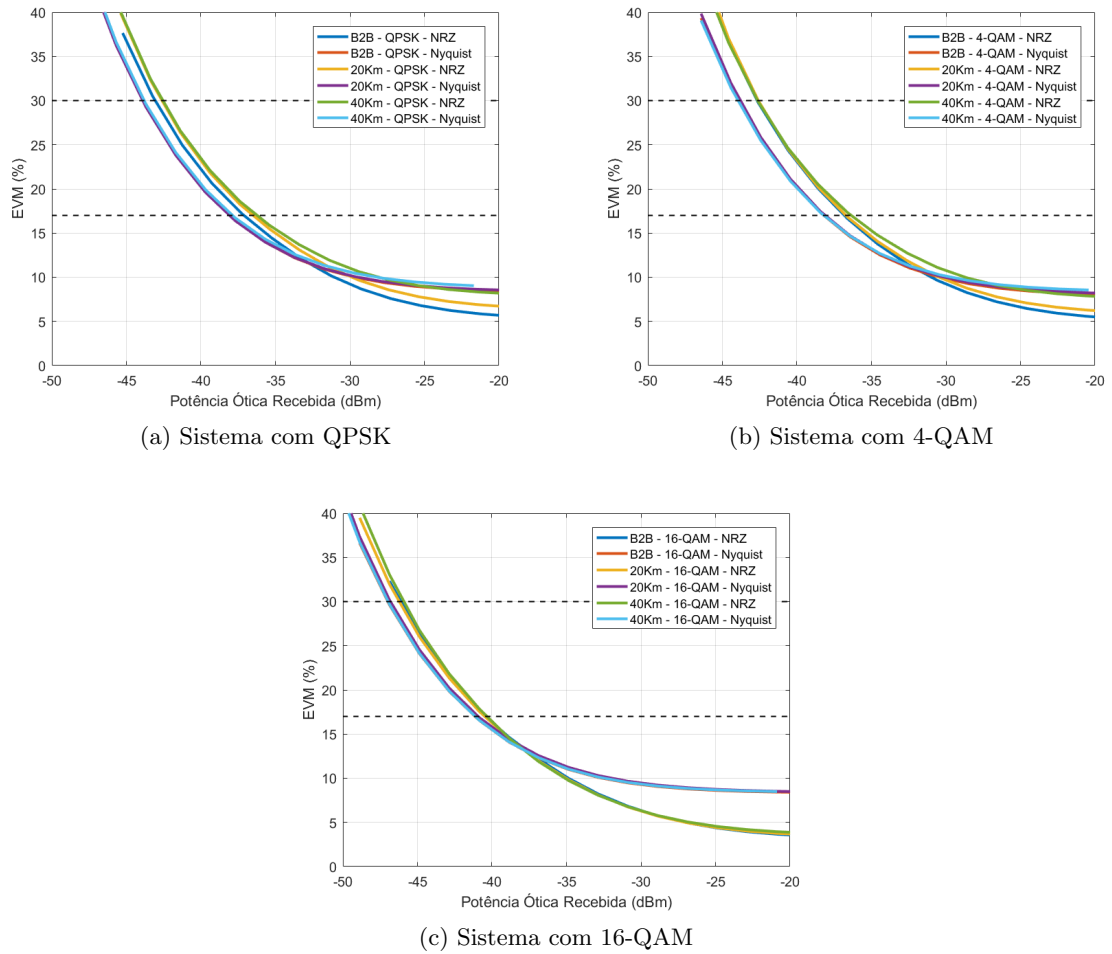


Figura 3.7: Sistema a 10Gbps.

Através da figura 3.7 é possível concluir que com a taxa de transmissão a 10 Gbps e com a introdução da fibra ótica no sistema, a potência ótica recebida requerida na referência de EVM é maior, tal como com o sistema em *back-to-back*, com o aumento da complexidade do formato de modulação. Nesta referência de EVM, e contrariando o sistema sem fibra ótica, com a introdução da fibra no esquemático a ROP_{req} com o formato de impulso de *Nyquist* é inferior ao caso com o formato de impulso NRZ e a penalidade de potência ótica recebida associada a estes casos é nula para o impulso *Nyquist*, sendo que, esta penalidade de potência nula deve-se ao facto da taxa de transmissão de dados ser pequena em relação à distância da fibra ótica utilizada, pois, e baseado na equação 2.2, o alcance máximo é de cerca de

240 km (muito superior ao utilizado em simulação). Verifica-se ainda, e tendo em conta o impulso NRZ, que a penalidade de potência ótica recebida associada à fibra ótica, devido maioritariamente à sua dispersão, é maior para o formato de modulação QPSK, sendo que, para a distância de 40 km esta apresenta uma penalidade de potência de 0.6 dB contrariando os outros formatos de modulação que apresentam penalidades de potência ótica recebida praticamente nulos. Contudo, para todos os casos em que é utilizado o impulso de *Nyquist* a penalidade de potência é praticamente nula com a taxa de transmissão de 10 Gbps.

3.5.4 Sistema a 20Gbps

De seguida aumentou-se a taxa de transmissão do sistema para 20 Gbps, e com o esquemático nas mesmas condições às da secção anterior, foram retirados novos resultados e os mesmos estão presentes na figura 3.8.

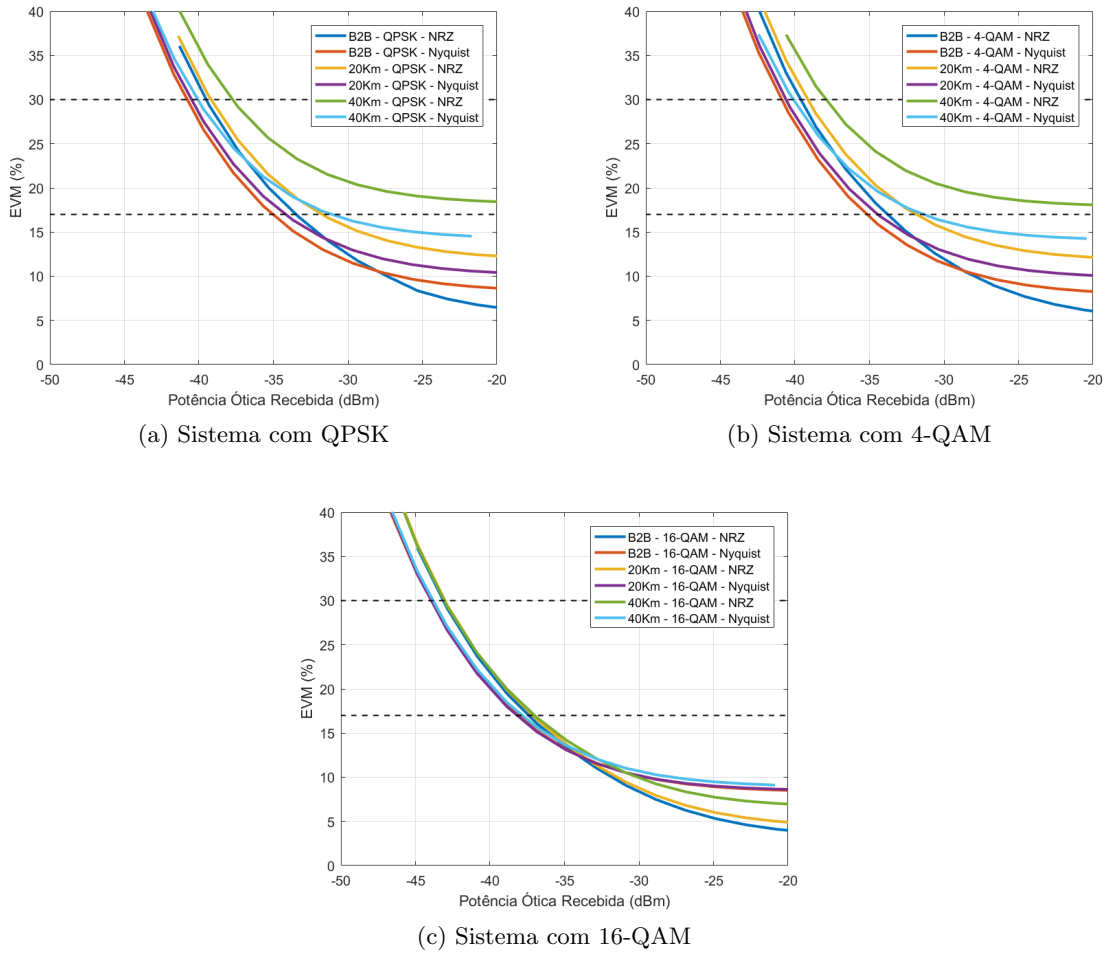


Figura 3.8: Sistema a 20Gbps.

Após a observação e análise da figura 3.8 procedeu-se à análise da penalidade de potência ótica recebida, na respetiva referência de EVM, onde se retiraram os valores da ROP_{req} e

os respectivos resultados estão sumariados na tabela 3.3, tendo como base de comparação o sistema em *back-to-back*.

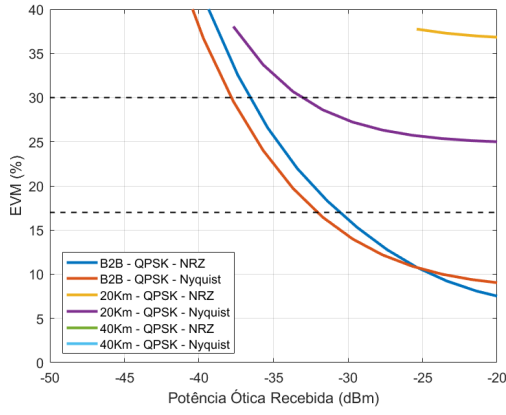
Tabela 3.3: Potência ótica recebida requerida e respetiva penalidade a 20 Gbps.

Comprimento fibra (km)	Formato modulação	NRZ		<i>Nyquist</i>	
		Potência ótica recebida requerida (dBm)	Penalidade potência ótica recebida (dB)	Potência ótica recebida requerida (dBm)	Penalidade potência ótica recebida (dB)
0	QPSK	-39.5	- - - - -	-40.8	- - - - -
	4-QAM	-39.6	- - - - -	-40.9	- - - - -
	16-QAM	-37.4	- - - - -	-38.1	- - - - -
20	QPSK	-39.2	0.3	-40.5	0.3
	4-QAM	-39.1	0.5	-40.6	0.3
	16-QAM	-37.1	0.3	-38.1	0.0
40	QPSK	-37.8	1.7	-40.1	0.7
	4-QAM	-38.0	1.6	-40.1	0.8
	16-QAM	-37.0	0.4	-37.8	0.3

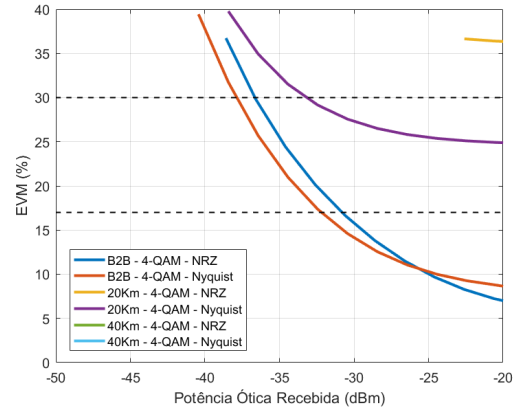
Observando a tabela 3.3, apura-se que com o aumento da complexidade do formato de modulação, a ROP_{req} na referência de EVM é superior, tal como em que é utilizada a taxa de transmissão de 10 Gbps. Por outro lado, com o aumento da complexidade do formato de modulação a penalidade de potência ótica recebida é menor, tanto no impulso de *Nyquist* como no impulso NRZ. Quando comparados os formatos de impulso, assim que é introduzida a fibra ótica no sistema, verifica-se imediatamente que a ROP_{req} para o formato de impulso de *Nyquist* é inferior em todos os casos em cerca de 1 dB, quando comparado com o formato de impulso NRZ. Assim que a fibra ótica tem o comprimento de 40 km, verifica-se que a penalidade de potência ótica recebida é inferior para o formato de impulso de *Nyquist*, dado que para o sistema com o sistema com 20 km de fibra apenas se verifica com o formato de modulação 16-QAM, enquanto que com QPSK e 4-QAM as penalidades de potência são idênticas. Contrariando o que se atenta com 20 km de fibra ótica, com 40 km de fibra a penalidade de potencia ótica recebida para os formatos de modulação com 4 símbolos é cerca de 1 dB inferior para o formato de impulso de *Nyquist*, ao passo que com o formato de modulação mais complexo esta diferença não se verifica e a penalidade de potência é idêntica para os dois formatos de impulso.

3.5.5 Sistema a 40Gbps

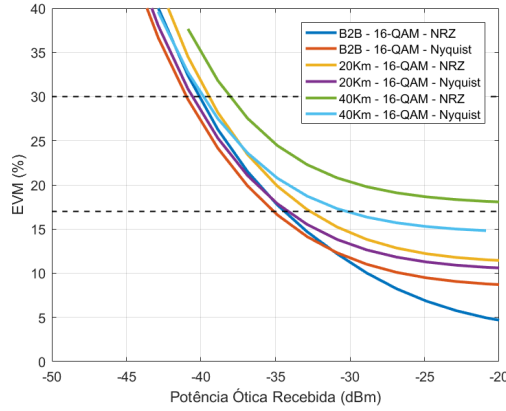
Por último, aumentou-se novamente a taxa de transmissão para 40 Gbps e efetuou-se a simulação do esquemático mantendo as configurações que foram utilizadas nos exemplos anteriores com 10 e 20 Gbps. Os resultados obtidos estão demonstrados graficamente na figura 3.9.



(a) Sistema com QPSK



(b) Sistema com 4-QAM



(c) Sistema com 16-QAM

Figura 3.9: Sistema a 40Gbps.

Na figura 3.9 estão presentes 2 resultados distintos da simulação do sistema a 40 Gbps, sendo que com os formatos de modulação QPSK, figura 3.9a, e 4-QAM, figura 3.9b, quando é introduzida a fibra ótica no sistema o EVM aumenta consideravelmente pelo que apenas com o impulso de *Nyquist* e com 20 km de fibra ótica é que o sistema cruza a referência de EVM situada nos 30%. De notar que, com base na equação 2.2 para o formato de impulso NRZ e para o formato de modulação QPSK, o alcance máximo para esta taxa de transmissão é de apenas 3.75 km. Em todos os outros casos o sistema nunca cruza a mesma referência. Com o formato de modulação 16-QAM o comportamento do sistema aproxima-se do já visto nas secções anteriores, mas com o formato de impulso NRZ e para 40 km de extensão da fibra ótica, este, tal como nos casos já referenciados com os outros formatos de modulação menos complexos, este não cruza a referência de EVM que se situa nos 17%.

Seguidamente procedeu-se à análise das penalidades de potência ótica, sendo que, apenas foi possível realiza-lo para os casos onde as linhas do gráfico da figura 3.9 cruzam a referência de EVM, de modo a ser possível retirar os valores da potência ótica recebida requerida, ROP_{req} , e a tabela 3.4 mostra os respetivos valores da ROP_{req} e a penalidade de potência ótica recebida.

Tabela 3.4: Potência ótica recebida requerida e respetiva penalidade a 40 Gbps.

Comprimento fibra (km)	Formato modulação	NRZ		Nyquist	
		Potência ótica recebida requerida (dBm)	Penalidade potência ótica recebida (dB)	Potência ótica recebida requerida (dBm)	Penalidade potência ótica recebida (dB)
0	QPSK	-36.6	- - - - -	-37.8	- - - - -
	4-QAM	-36.7	- - - - -	-37.9	- - - - -
	16-QAM	-34.4	- - - - -	-35.1	- - - - -
20	QPSK	- - - - -	- - - - -	-33.0	4.8
	4-QAM	- - - - -	- - - - -	-33.1	4.7
	16-QAM	-32.7	1.7	34.1	1.0
40	QPSK	- - - - -	- - - - -	- - - - -	- - - - -
	4-QAM	- - - - -	- - - - -	- - - - -	- - - - -
	16-QAM	- - - - -	- - - - -	-30.2	4.9

Devido ao facto de poucas configurações do sistema cruzarem graficamente a referência de EVM a análise à tabela 3.4 é algo limitada. Com a taxa de transmissão de 40 Gbps é possível verificar que quando é utilizado o formato de impulso NRZ e assim que é introduzida a fibra ótica no sistema o mesmo não consegue produzir na receção EVM's inferiores à referência, excetuando o caso em que a fibra ótica tem 20 km de comprimento e é utilizado o formato de modulação de 16 símbolos. Com a extensão de fibra ótica de 40 km apenas o sinal com o formato de impulso de *Nyquist* com 16-QAM, como formato de modulação, é que é possível retirar resultados na referência de EVM. Contrariando os resultados nas secções anteriores em que é utilizada a taxa de transmissão de 10 e 20 Gbps, neste caso a potência ótica recebida requerida com o formato de modulação mais complexo é inferior aos dois outros formatos de modulação menos complexos, sendo assim, este formato de modulação é mais proveitoso com a configuração existente nesta secção.

Analisando as penalidades de potência ótica recebida, apenas é possível comparar resultados com o impulso de *Nyquist* e com 20 km de fibra ótica no *setup*. Neste caso verifica-se que a penalidade de potência ótica recebida quando são utilizados os formatos de modulação QPSK e 4-QAM são idênticas e muito superiores, em cerca de 3.3 dB, de quando é utilizado o formato de modulação 16-QAM o que mostra, mais uma vez, que este formato de modulação é o mais indicado a ser utilizado com os parâmetros que o sistema está a simular. Verifica-se, também, que com o formato e impulso de modulação NRZ, com 16-QAM e com 20 km de fibra ótica que a penalidade de potência ótica é baixa, próxima à penalidade de potência com o impulso de *Nyquist* e muito inferior à penalidade de potência ótica recebida dos outros formatos de modulação. Com este mesmo formato de modulação mas com impulso de *Nyquist* e com 40 km de fibra ótica observa-se uma penalidade de potência ótica recebida de 4.9 dB, um valor elevado, mas este é o único que consegue transportar o sinal e ter um $BER \simeq 10^{-3}$ com a taxa de transmissão de 40 Gbps.

3.6 Conclusão

Neste capítulo efetuou-se a simulação de um sistema UDWDM-PON com 16 canais, sendo que estes assumiram várias configurações ao longo das diversas simulações, alterando o comprimento da fibra, o formato de modulação assim como o formato de impulso de modulação, a taxa de transmissão e, conseqüentemente, o espaçamento entre canais, conseguindo desta forma estudar o comportamento do sistema, analisando a potência ótica recebida e respetivo EVM. Através destes dois últimos componentes foi feito o cálculo da penalidade de potência ótica recebida numa determinada referência de EVM, que varia de acordo com o formato de modulação, com a finalidade de analisar mais pormenorizadamente o comportamento do *setup*.

Toda a simulação teve como objetivo primordial aproximar o comportamento do sistema com diferentes configurações à realidade, com o intuito de aferir os possíveis resultados que surgiriam no âmbito experimental e, para que, em última instância, os resultados fossem comparados.

Após a análise de todos os resultados da simulação da tecnologia UDWDM-PON, conclui-se que com o aumento da taxa de transmissão o EVM também aumenta, assim como a potência ótica recebida requerida na referência, o que é esperado devido ao facto de que com o aumento do ritmo de transmissão a largura de banda também aumenta o que leva o sinal a estar mais exposto ao ruído. Verifica-se o mesmo comportamento do sistema com o aumento do comprimento da fibra, no entanto, isto deve-se à dispersão da fibra ótica que leva a uma atenuação da potência do sinal na transmissão. Quanto aos formatos de modulação, assim que é aumentada a complexidade do mesmo, a referência de EVM decresce, contudo o BER mantém-se igual. Deste modo, a potência ótica recebida requerida aumenta com o aumento da complexidade do formato de modulação, no entanto a penalidade de potência ótica na referência decresce, pois a eficiência espectral dos formatos de modulação é maior o que leva a que estes tenham menor impacto da dispersão. Observa-se o mesmo comportamento com a passagem do formato de impulso NRZ para o formato de impulso de *Nyquist* tendo em conta a penalidade de potência ótica recebida. Embora a potência ótica recebida requerida seja mais baixa para o impulso de *Nyquist*, para potências mais altas, normalmente as utilizadas para a transmissão de dados, a potência ótica recebida é superior para este formato de impulso em comparação com o formato de impulso NRZ.

Capítulo 4

Resultados Experimentais

4.1 Mono-canal com QPSK

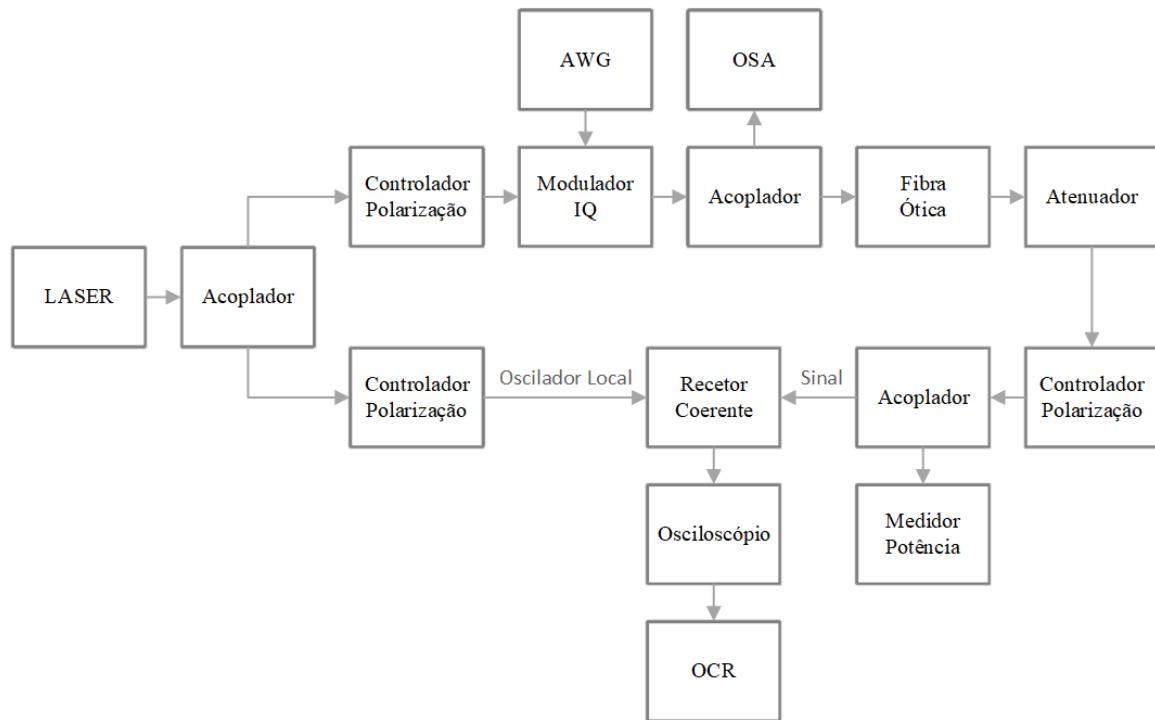


Figura 4.1: Diagrama de blocos do *setup* experimental para mono-canal.

Inicialmente, no âmbito laboratorial foi utilizado o *setup* da figura 4.1, como forma de verificar o comportamento do sistema com o formato de impulso de *Nyquist* e com o formato de modulação QPSK tendo em conta a potência ótica recebida e o EVM associado a essa mesma potência. O AWG, *Arbitrary Waveform Generator*, gera, tal como o nome indica, uma forma de onda arbitrária com os dados a serem transmitidos para o sistema mas, neste caso, com a ajuda do Matlab® é possível fazer com que seja gerado o impulso de *Nyquist* com o formato de modulação pretendido que neste caso foi o QPSK. O sinal ótico é gerado pelo LASER, o qual é dividido em dois através de um acoplador e, assim, um sinal ótico é utilizado para

transportar a informação pelo sistema e o outro é utilizado, posteriormente, como oscilador local no recetor coerente. O modulador IQ converte o sinal elétrico proveniente do AWG em sinal ótico e efetua a sua modulação no sinal ótico proveniente do LASER sendo este o sinal com todos os dados a serem transmitidos para o sistema. Depois de gerado, o sinal com os dados a serem transmitidos passa por mais um acoplador de forma a que este seja visível no OSA, *Optical Spectrum Analyzer*, e assim observar se o sinal que está a ser transmitido pela fibra é o pretendido. Na outra saída do acoplador o sinal será inserido na fibra ótica e esta terá a extensão de 40 km sendo que é utilizada a SSMF. Nota que são retirados valores para o sistema em *back-to-back*, ou seja, o bloco de fibra ótica desaparece do *setup* e assim a saída do acoplador é ligada diretamente ao atenuador. Este mesmo atenuador regula a potência ótica recebida para que, posteriormente, esta seja utilizada para a comparação de EVMs. O acoplador que se segue divide o sinal para que seja efetuada a medição de potência ótica e para que o mesmo sinal siga para a receção. Esta é feita através de um recetor coerente que converterá o sinal no domínio ótico em sinal no domínio elétrico. O recetor coerente tem como oscilador local o sinal vindo diretamente do LASER, ou seja, trata-se de um recetor coerente homodino. Após a receção é efetuada a captura de dados pelo osciloscópio de forma a que seja feita a conversão do sinal no domínio analógico para o domínio digital e para que seja possível o processamento e análise dos dados que é efetuada pelo software OCR, *Optical Coherent Receiver Analyzer*, desenvolvido pelo Instituto de Telecomunicações de Aveiro em projetos anteriores. A interface do *software* permite obter diversos dados para análise da qualidade da transmissão ótica, entre os quais o EVM que é o pretendido no âmbito da dissertação. A figura 4.2 ilustra a interface gráfica do *software* utilizado e a figura 4.3 apresenta o diagrama de blocos do *software* mencionado. Relativamente à figura 2.25, apenas a etapa 6, *Interpolation and timing recovery*, não é realizada. A etapa 1 é realizada pelo recetor coerente, a ADC pelo osciloscópio e as restantes etapas são realizadas pelo OCR, excluindo a já mencionada etapa 6.

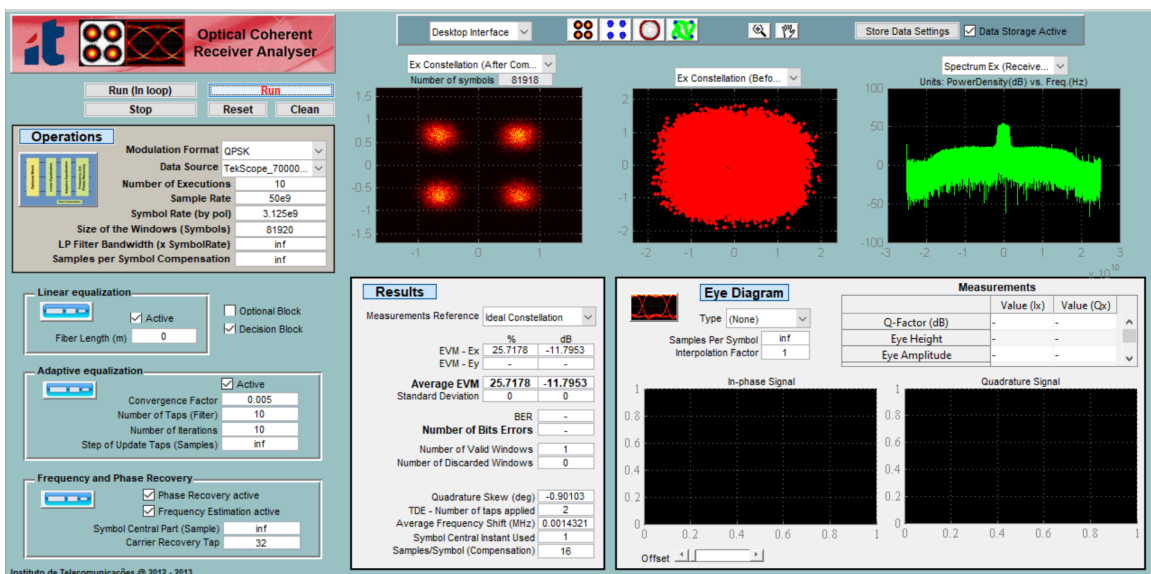


Figura 4.2: Interface gráfica do software OCR.

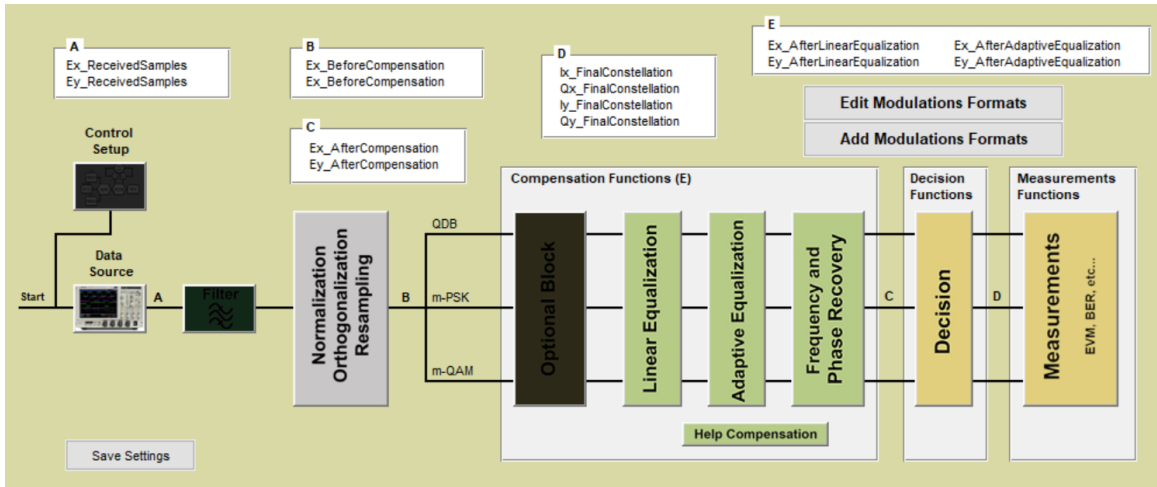


Figura 4.3: Diagrama de blocos do software OCR.

Após toda a montagem, figura 4.4, e introdução dos parâmetros pretendidos para a experimentação, foram retirados resultados para o sistema em *back-to-back* e com 40 km de fibra ótica. Foi utilizada uma taxa de transmissão de 3.125 Gbps em que foram transmitidos 81920 símbolos em que a taxa de amostragem é de 50×10^9 símbolos por segundo, dada pelo osciloscópio. O LASER trabalha com o comprimento de onda 1565.35 nm e a potência à sua saída é de 10.5 dBm pelo que após atravessar os diversos acopladores de sinal assim como o modulador IQ a potência sofre um decréscimo substancial pois cada acoplador introduz perdas de cerca de 3 dB e o modulador de cerca de 6 dB. Os diversos conectores também introduzem perdas de potência do sinal mas estas não são tão consideráveis como a dos componentes referidos.

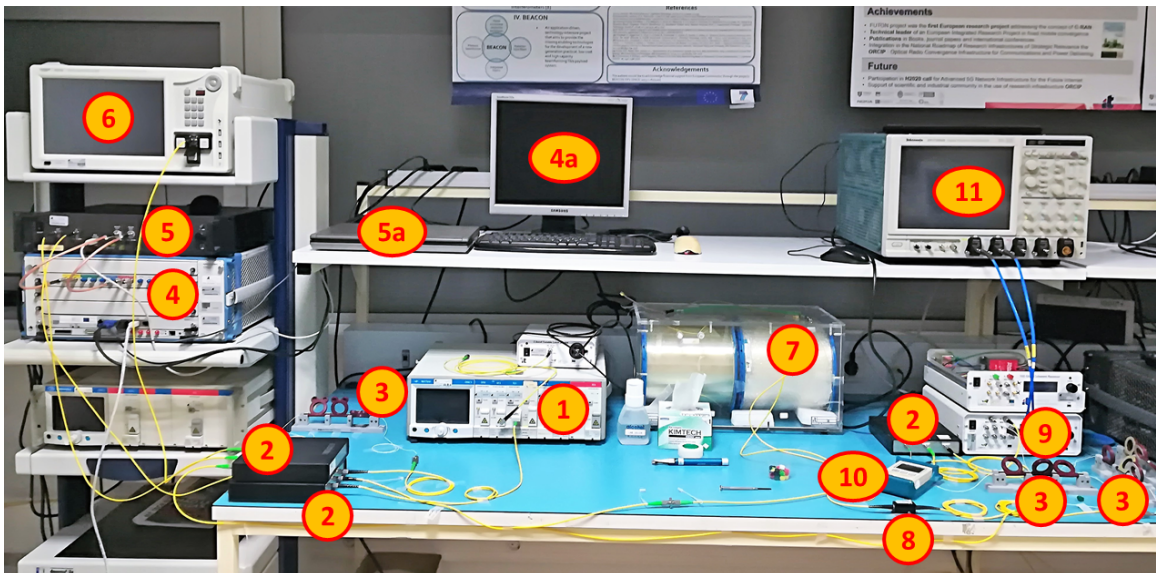


Figura 4.4: Montagem laboratorial para sistema em mono-canal.

Na figura 4.4 todos os componentes estão em concordância com o diagrama de blocos da

figura 4.1, onde:

- 1- LASER;
- 2- Acopladores óticos;
- 3- Controladores de polarização;
- 4- AWG;
- 4a- Interface do AWG;
- 5- Modulador IQ;
- 5a- Interface do modulador IQ;
- 6- OSA;
- 7- Fibra ótica;
- 8- Atenuador de sinal ótico;
- 9- Recetor coerente;
- 10- Medidor de potência ótica;
- 11- Osciloscópio

Na figura não está representado o OCR, pois este está presente no computador pessoal e é conectado por rede ao osciloscópio de forma a captar o sinal.

Foram, então, efetuadas as medições e a figura 4.5 exibe os resultados das mesmas, mostrando a evolução do EVM com a potência ótica recebida.

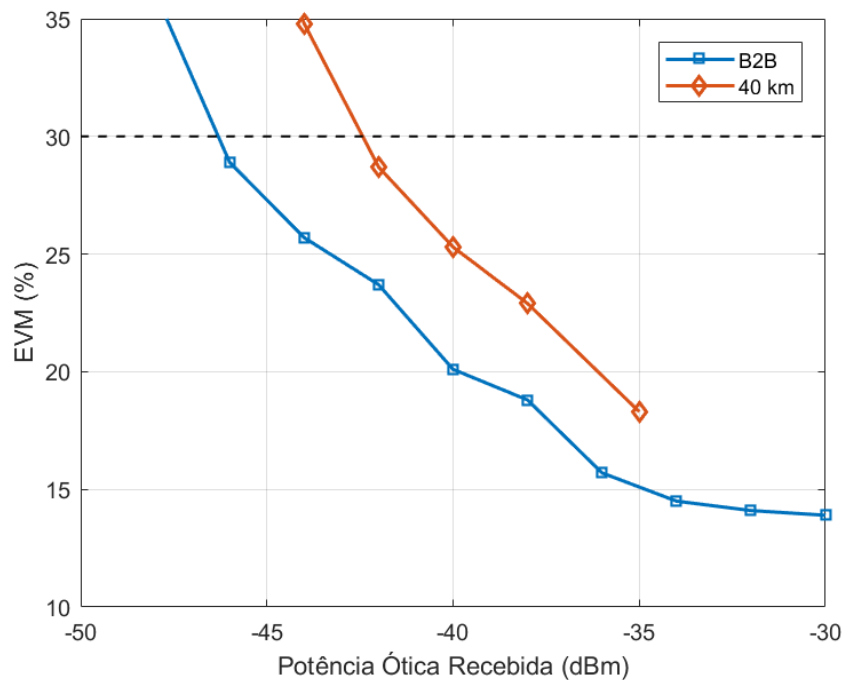


Figura 4.5: Análise entre potência ótica recebida e o EVM para mono-canal QPSK com *Nyquist*.

A análise do comportamento do sistema mono-canal com o formato de modulação QPSK com o impulso de *Nyquist* observa-se na figura 4.5. Pelo que se verifica, o sinal tanto com a

configuração em *back-to-back* como com fibra ótica tem aproximadamente o mesmo comportamento, ou seja, à medida que a potência ótica recebida é menor o EVM cresce. Comparando os resultados observa-se que a penalidade de potência ótica recebida é aproximadamente a mesma em toda a excursão do sinal e na mesma referência de EVM já utilizada anteriormente, situada nos 30% para o caso em que é utilizado o formato de modulação QPSK. Nesta mesma referência a penalidade de potência ótica recebida é de cerca de 4 dB, pois para o sistema em *back-to-back* a potência ótica recebida é de cerca de -46 dBm enquanto que com 40 km de fibra ótica é de cerca de -42 dBm.

4.2 Mono-canal com 16-QAM

Seguidamente, com o mesmo sistema da figura 4.1, alterou-se apenas o formato de modulação para o 16-QAM, mantendo todos os outros parâmetros utilizados na experimentação com QPSK com os mesmos valores. Sendo assim, a figura 4.6 apresenta os respectivos resultados do EVM em função da potência ótica recebida.

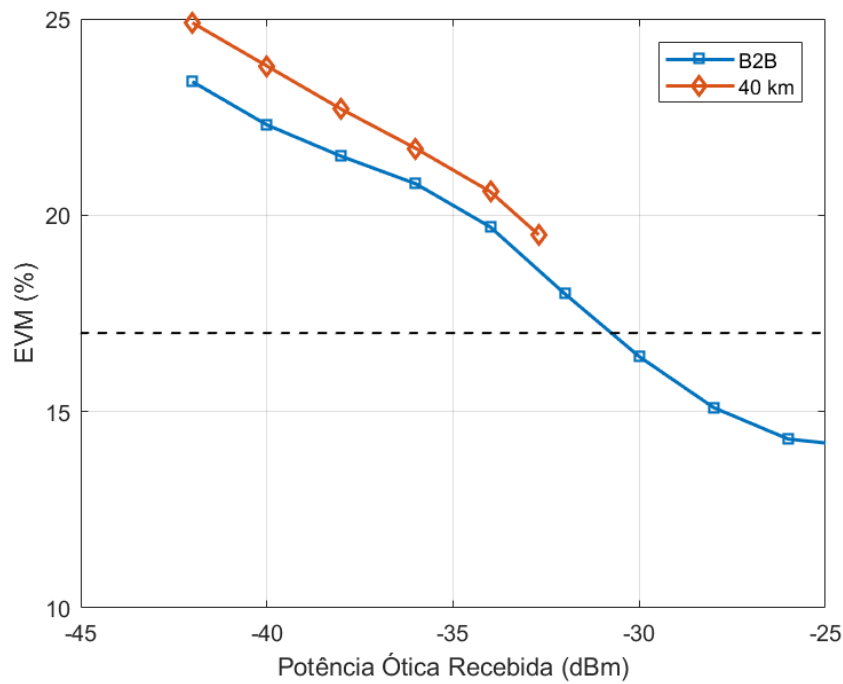


Figura 4.6: Análise entre potência ótica recebida e o EVM para mono-canal 16-QAM com *Nyquist*.

Tal como no capítulo 3, para o formato de modulação 16-QAM a referência de EVM de forma a garantir um $\text{BER} \leq 10^{-3}$ é de 17%. Como mostra a figura 4.6, assim que é introduzida a fibra ótica com 40 km de extensão o sistema não consegue garantir um EVM inferior a 17%. No entanto, e apesar do sistema com fibra ótica não garantir $\text{BER} \leq 10^{-3}$, avaliando a penalidade de potência ótica recebida, as curvas em *back-to-back* e com 40 km de fibra ótica são próximas pelo que a penalidade de potência associada é pequena, variando

entre os 2 e os 3 dB. Com o sistema em *back-to-back*, verifica-se que a potência ótica recebida requerida na referência de EVM é de -31 dBm.

4.3 Sistema UDWDM

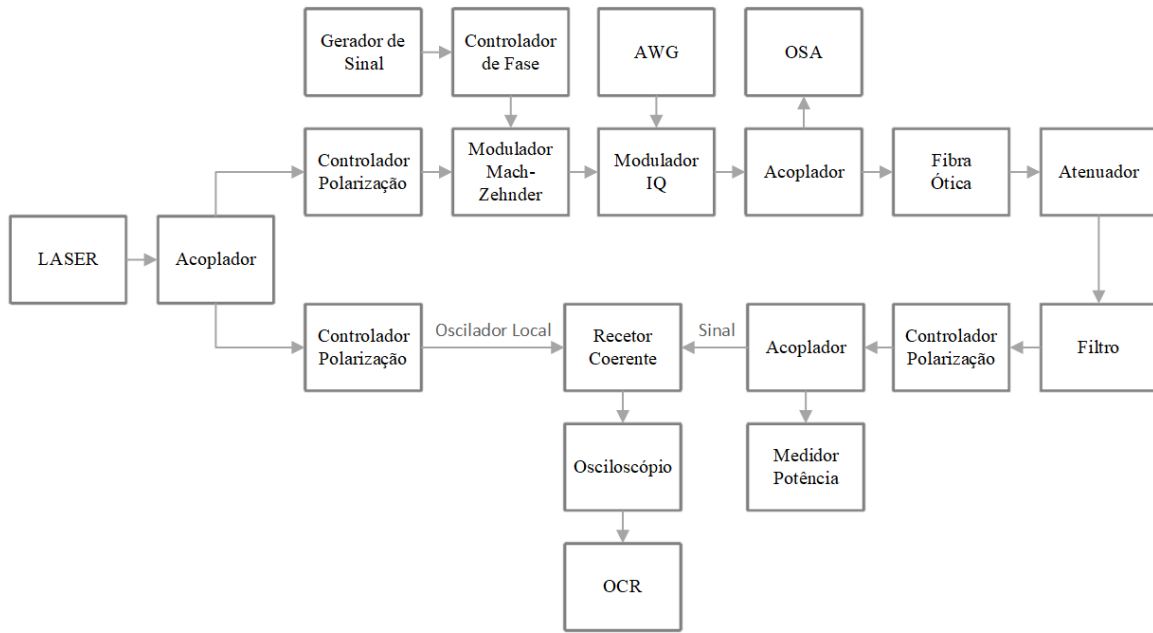


Figura 4.7: Diagrama de blocos do *setup* experimental para UDWDM.

A implementação do sistema UDWDM no laboratório está representada no diagrama de blocos da figura 4.7. Contudo, por incompatibilidades relativas ao material disponível no laboratório, não foi possível a realização desta tarefa. Porém, é de referir que se pode denotar que como o comprimento da fibra ótica utilizado no laboratório é reduzido e aliado à utilização de filtros óticos de uma elevada ordem assim como as baixas potências, os resultados que se observariam seriam idênticos aos observados na análise experimental com apenas um canal.

4.4 Conclusão

Neste capítulo realizou-se o trabalho laboratorial referente a a um sistema mono-canal com o impulso de *Nyquist* em que se variou o alcance e o formato de modulação. Como forma de comparar resultados todos apresentam o EVM em função da potência ótica recebida.

Verificou-se, então, que com o aumento da complexidade do formato de modulação, de QPSK para 16-QAM, a potência ótica recebida requerida na referência de EVM também aumenta, sendo superior para o formato 16-QAM em cerca de 16 dB. Com a introdução da fibra ótica, verifica-se que o sistema com 16-QAM não atravessa a referência de EVM, sendo este sempre superior à mesma. No entanto, e analisando a penalidade de potência ótica recebida, conclui-se que, como esperado devido à sua maior eficiência espectral, para o formato QPSK a penalidade de potência é superior, 4 dB, comparativamente com o formato de modulação

mais complexo, que obtém uma penalidade que não chega a 3 dB no seu máximo. Ambas estão com valores abaixo ao limite referenciado na figura 2.10. [27]

De um modo geral, conclui-se que neste ambiente laboratorial, quando é utilizado o formato de modulação menos complexo os resultados são bastante melhores. Além disso, apenas este formato de modulação garante um BER inferior à referência assim que é introduzida a fibra ótica no sistema. Verifica-se, também, que o sinal neste ambiente laboratorial sofre elevadas perdas no domínio elétrico.

Capítulo 5

Conclusão e Trabalho Futuro

5.1 Conclusão

Esta dissertação teve como objetivo realizar um estudo e uma análise da tecnologia UDWDM-PON de modo a otimizá-la no contexto das redes óticas passivas. Inicialmente, foi necessário um estudo das tecnologias precedentes à tecnologia em estudo nesta dissertação, de forma a que seja garantida a coexistência entre elas e, de modo a que seja garantida que foi realizada uma melhoria quanto à capacidade de transporte da fibra ótica, assim como uma melhoria na taxa de transmissão de dados. Para além das tecnologias das redes óticas passivas, foi efetuado um estudo focado nos tipos de receção que se pode ter nas comunicações óticas e as suas características. Quanto à transmissão estudaram-se diferentes formatos de impulso (*Nyquist* e NRZ) e ainda dois formatos de modulação avançados (QPSK e 16-QAM). Neste âmbito teórico, foi, ainda, efetuado um estudo dos componentes óticos existentes nas redes óticas e de alguns dos seus efeitos associados.

Efetuuou-se a simulação de um sistema UDWDM-PON com 16 canais, utilizando receção coerente. Para a simulação deste sistema utilizou-se 2 tipos de formatos de impulso distintos, *Nyquist* e NRZ, que transmitiam neles a informação codificada com os formatos de modulação QPSK, 4-QAM e 16-QAM. Realizaram-se diversos testes com comprimentos de fibra ótica distintos, sistema em *back-to-back*, 20 km e 40 km. Posto isto, conclui-se que com o aumento da distância das comunicações o sinal, assim como com o aumento da taxa de transmissão, o sinal degrada-se mais facilmente atingindo erros maiores devido aos efeitos associados aos componentes, tais como, a dispersão e o ruído. Verificou-se, ainda, que o formato de impulso de *Nyquist* é o mais eficiente num sistema com a tecnologia UDWDM-PON, enquanto que o formato de modulação mais proveitoso é o 16-QAM de acordo com a penalidade de potência ótica recebida. Nota que, com este formato de modulação, quanto maior é a taxa de transmissão aliado ao aumento do comprimento da fibra ótica, mais eficiente se torna, pois assim que é testado o sistema com 40 km de fibra ótica e com 40 Gbps apenas este formato de modulação consegue receber informação garantindo os mínimos de qualidade do sinal.

No ambiente experimental realizaram-se experiências com o formato de impulso de *Nyquist* com a taxa de transmissão de 3.125 Gbps, variando o formato de modulação (QPSK e 16-QAM) e o comprimento da fibra ótica (0 km e 40 km). Os resultados das experimentações realizadas coexistem com o verificado no ambiente de simulação, onde se verifica um decréscimo substancial da qualidade do sinal recebido assim que é introduzida a fibra ótica no sistema, no entanto, o formato de modulação 16-QAM é muito menos eficaz comparativa-

mente com o formato QPSK, produzindo, nas mesmas condições, um BER substancialmente maior. No entanto, e de acordo com o verificado na simulação, a penalidade de potência ótica recebida é inferior para o formato de modulação mais complexo.

5.2 Trabalho futuro

Com o trabalho desenvolvido nesta dissertação, é de todo o interesse a continuação do estudo da tecnologia UDWDM-PON e de tudo que a envolve. Sendo assim, como trabalho futuro sugerem-se os seguintes pontos:

- Continuação do estudo da tecnologia UDWDM-PON tendo como objetivo o aumento das taxas de transmissão e do alcance do sinal;
- Utilização de formatos de modulação avançadas, como 32-QAM e 64-QAM;
- Análise laboratorial do sistema UDWDM como forma de verificar a interferência entre canais;
- Análise por simulação e laboratorial de sistemas UDWDM de longo alcance e verificar os fenómenos não lineares associados.

Bibliografia

- [1] T. Pfeiffer, “Architectures and technologies for future optical access and metro networks,” *Photonic Networks, 14. 2013 ITG Symposium. Proceedings*, vol. 9, pp. 1–2, 2013.
- [2] E. Agrell *et al.*, “Roadmap of optical communications,” *Journal of Optics*, vol. 18, no. 6, p. 4, 2016.
- [3] L. Kazovsky *et al.*, *Broadband Optical Access Networks*. 2011.
- [4] J. Segarra, V. Sales, V. Polo, and J. Prat, “Dimensioning OLT architectures for UDWDM-PONs employing coherent transceivers,” *International Conference on Transparent Optical Networks*, vol. 2015-August, pp. 2–7, 2015.
- [5] M. Emmendorfer, “Comparing IEEE EPON & FSAN/ITU-T GPON Family of technologies.” ARRIS.
- [6] ANACOM, “Ftth/b/p networks.” http://www.anacom.pt/render.jsp?categoryId=340669#.V4D_grgrK00. Acedido em: 30/11/2017.
- [7] ITU-T, “G.984.1 Gigabit-capable passive optical networks (GPON): General characteristics,” 2008.
- [8] ITU-T, “G.987.1 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): General requirements,” 2016.
- [9] D. Nessel, “NG-PON2 technology and standards,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 5, pp. 1136–1143, 2015.
- [10] ITU-T, “G.989.2 40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG-PON2): Physical media dependent (PMD) layer specification,” vol. 2, 2014.
- [11] T. Mukojima, “Next Generation Optical Access Trends and OKI’s Activities,” *OKI Technical Review*, vol. 80, no. 221, pp. 1–4, 2013.
- [12] TELECO, “Redes PON II: Tecnologias em Desenvolvimento.” http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialpontec2/pagina_3.asp. Acedido em: 30/11/2017.
- [13] F. Effenberger, “XG-PON1 versus NG-PON2: Which One Will Win?,” *ECOC Technical Digest*, 2012.
- [14] Y. Luo *et al.*, “Time and wavelength-division multiplexed passive optical network (TWDM-PON) for next-generation PON stage 2 (NG-PON2),” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 587–593, 2013.

- [15] H. Rohde *et al.*, “Coherent Ultra Dense WDM Technology for Next Generation Optical Metro and Access Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 10, pp. 2041–2052, 2014.
- [16] J. D. Reis *et al.*, “Coherent PON With Upstream and Downstream Over a 12.8 nm Band,” vol. 32, no. 4, pp. 729–735, 2014.
- [17] J. D. Reis and A. Teixeira, “Architctural optimization of coherent ultra-dense WDM based optical access networks,” *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, 2011.
- [18] B. Paredes, “Contextos de Convergência em Redes de Acesso de Nova Geração.” Universidade de Aveiro, 2014.
- [19] Learn about Eletronics - Semiconductors. http://www.learnabout-electronics.org/Semiconductors/diodes_26.php. Acedido em: 30/11/2017.
- [20] A. Barros, “Propagação de sinais de rádio sobre fibra no contexto de NG-PON2.” Universidade de Aveiro, 2016.
- [21] P. A. Govind, *Fiber-Optic communication sytems*. New York: John Wiley, 2002.
- [22] OFS - A Furukawa Company, “Understanding Fiber Optics - Attenuation,” 2007.
- [23] D. Hood and E. Trojer, *Gigabit-capable passive optical networks*. John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [24] P. K. Dubey and V. Shukla, “Dispersion in Optical Fiber Communication,” vol. 3, no. 10, pp. 2012–2015, 2014.
- [25] B. Collings, F. Heismann, and G. Lietaert, “Reference Guide to Fiber Optic Testing,” vol. 2, p. 146, 2010.
- [26] Fiber Optics Online, “Understanding and measuring chromatic dispersion.” <https://www.fiberopticonline.com/doc/understanding-and-measuring-chromatic-dispers-0002>. Acedido em: 30/11/2017.
- [27] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*. John Wiley & Sons, Inc, 3 ed., 2002.
- [28] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 4 ed., 2010.
- [29] K. Schneider and H. Zimmermann, *Highly sensitive optical receivers*. Springer, 2006.
- [30] J. D. Gilson, *The communication handbook*. CRC press, 2002.
- [31] P. Winzer and R. Essiambre, “Advanced Modulation Formats for High Capacity Optical Transport Network,” *Journal of lightwave technology*, vol. 24, no. 2006, pp. 4711–4728, 2010.
- [32] A. Lopes, “Formatos de modulação avançados para redes óticas de acesso.” Universidade de Aveiro, 2013.

- [33] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Springer, 2009.
- [34] L. J. Calton *et al.*, “[Application Note] Setting-up a QPSK modulator,” pp. 1–4, 2012.
- [35] L. Zhao, H. Shankar, and A. Nachum, “40G QPSK and DQPSK modulation,” *Inphi Corporation*, pp. 1–18, 2008.
- [36] S. Brandão, “Efeitos cruzados em serviços de vídeo sobre redes óticas passivas.” Universidade de Aveiro, 2012.
- [37] M. Seimetz, “Performance of coherent optical square-16-QAM-systems based on IQ-transmitters and homodyne receivers with digital phase estimation,” *2006 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference*, p. 10 pp., 2006.
- [38] S. Yan *et al.*, “Generation of square or hexagonal 16-QAM signals using a dual-drive IQ modulator driven by binary signals,” *Optics Express*, vol. 20, no. 27, 2012.
- [39] J. F. Rocha, “Apontamentos de Sistemas de Comunicação I.” Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro, 2014.
- [40] B. Châtelain *et al.*, “A family of Nyquist pulses for coherent optical communications,” *Optics express*, vol. 20, no. 8, pp. 8397–8416, 2012.
- [41] A. B. Carlson, P. B. Crilly, and J. C. Rutledge, *Communication Systems - An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. McGraw-Hill, 4 ed., 2002.
- [42] I. Kaminow, T. Li, and A. Willner, *Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks*, vol. 2. USA: Elsevier Inc., 2008.
- [43] L. M. Pessoa, H. M. Salgado, and I. Darwazeh, “Algorithms for DSP implementation in coherent optical systems,” *Programa Operacional Ciência Tecnologia e Inovação*, 2005.
- [44] L. N. Binh, *Optical fiber communication systems with Matlab and Simulink models*. CRC press, 2015.
- [45] R. M. Ferreira, A. Shahpari, M. Lima, and A. L. Teixeira, “Coherent Fiber Communications Analyzer,” *Electrónica e Telecomunicações*, vol. 5, no. 4, pp. 454–457, 2012.
- [46] S. J. Savory, “Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, 2010.
- [47] W. Freude *et al.*, “Quality metrics for optical signals: Eye diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER,” *International Conference on Transparent Optical Networks*, vol. 1, pp. 3–6, 2012.
- [48] R. Schmogrow *et al.*, “Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 23, pp. 61–63, 2012.
- [49] E. Design, “Understanding error vector magnitude.” <http://www.electronicdesign.com/engineering-essentials/understanding-error-vector-magnitude>. Acedido em: 30/11/2017.

- [50] I. Fatadin, “Estimation of BER from Error Vector Magnitude for Optical Coherent Systems,” *Photonics*, vol. 3, no. 2, p. 21, 2016.
- [51] R. A. Shafik, “On the Extended Relationships Among EVM , BER and SNR as Performance Metrics,” *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 19–21, 2006.
- [52] A. Shahpari, J. D. Reis, R. Ferreira, D. M. Neves, Z. Vujicic, and A. L. Teixeira, “Coherent UDWDM – PON Guard Band for Legacy Video and 10G – NRZ Systems,” 2013.
- [53] VPIphotonics. <http://www.vpiphotonics.com/index.php>. Acedido em: 30/11/2017.